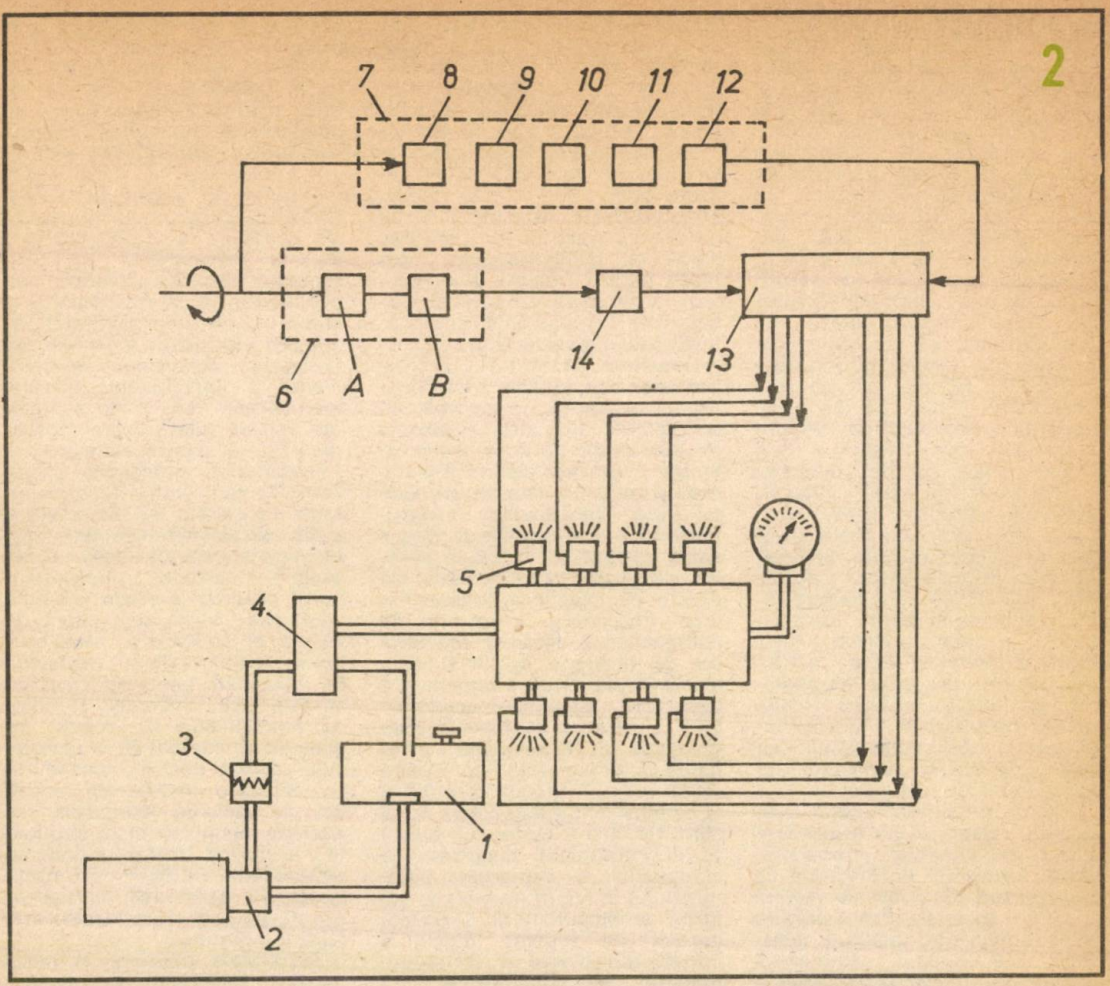


lui.

În ultimul timp, a crescut interesul pentru îmbunătățirea **formei aerodinamice** a caroseriei, ca o cale importantă pentru reducerea consumului de combustibil. În acest sens se remarcă o scădere substanțială a coeficientului C_x, valorile acestuia oscilînd în mod curent în jurul cifrei de 0,3 la multe autoturisme actuale (la unele mașini coboară chiar spre valoarea de 0,2 și mai puțin). Un unghi de înclinare pronunțată a părții din față a caroseriei și a parbrizului din față, evitarea proeminențelor, dispunerea spoilerelor în față și spate reprezintă numai unele din măsurile constructive care se aplică la autoturisme cu scopul îmbunătățirii formei lor aerodinamice.

Trecerea la utilizarea **pneurilor cu straturi radiale** în locul celor cu straturi înclinate asigură scăderea consumului de combustibil în medie cu 7%. De asemenea, mărirea presiunii interioare în pneuri conduce la îmbunătățirea economicității mașinii (de exemplu, în cazul creșterii presiunii cu 10% se reduce consumul de combustibil cu 3%).

O cale eficientă pentru scăderea consumului de combustibil, îndeosebi pe timp rece, o reprezintă folosirea unor **jaluzele ale radiatorului** comandate automat. Experimentările efectuate au arătat că un automobil consumă cu atît mai mult combustibil cu cît temperatura lichidului de răcire este mai mică decît cea optimă (80—90°C); pe această cale se poate obține o creștere a economicității de combustibil cu cca 15%.

Componenta principală care asigură reducerea consumului de combustibil este **motorul.** Majoritatea specialiștilor sînt de acord că actualul motor cu ardere internă va continua să fie principala sursă de energie încă cel puțin pînă la sfîrșitul mileniului. Aceasta nu înseamnă însă că nu se încearcă și alte variante tehnice mai economice decît cele actuale: motorul cu ardere externă Stirling (deocamdată cu gabarite, masă și cost prea mari), automobilul electric (încă nerezolvată problema acumulatoarelor electrice), utilizarea supervolanților — acumulatori de energie mecanică etc. Dar, așa cum s-a menționat mai sus, majoritatea căutărilor pentru îmbunătățirea economicității se referă la actualul motor cu ardere internă. Este incontestabil că cele mai mari rezerve în acest sens le posedă motorul diesel supraalimentat cu injecție directă ale cărui piese sînt fabricate din ceramică. Pînă cînd însă acest motor se va răspîndi

pe scară largă, constructorii încearcă diferite soluții tehnice care să mai reducă cu cîteva procente consumul de combustibil. Soluțiile care au dat cele mai bune rezultate sînt: creșterea raportului de comprimare pînă la 13 unități, concomitent cu stratificarea amestecului (la motorul cu carburator); utilizarea turbosupraalimentării; decuplarea unei părți din cilindrii motorului la regimuri de sarcini și turații mici; utilizarea raportului de comprimare variabil etc. S-a constatat că din toate procedeele de îmbunătățire a economicității cel mai eficace este decuplarea (scoaterea din funcționare) a unei părți din cilindrii motorului, care asigură micșorarea consumului de combustibil la sarcini și turații mici cu 15—20% (motoare BMW, Porsche, VAZ etc.). Cu toate acestea, procedeul nu s-a răspîndit pe măsura așteptărilor. Cauzele sînt numeroase, principalele fiind: reglarea în trepte (deci cu șocuri) a puterii; variația neuniformă a regimului termic la diferiți cilindri; existența elementelor de obturare între trepte; uzura neuniformă a cilindrilor; economia de combustibil nu apare la toate regimurile de funcționare ale motorului.

Pentru a elimina aceste neajunsuri, relativ recent a fost propus și experimentat un nou procedeu principial (la Institutul de transporturi din Kiev) de reglare a puterii motorului, care asigură o economicitate sporită a acestuia. S-a obținut așa-numitul „motor cu frecvență variabilă a ciclurilor funcționale" sau „motor cu decuplarea ciclurilor funcționale" (prin analogie cu soluția prezentată anterior). Trebuie subliniat însă chiar de la început că este vorba despre un motor la care se decuplează (întrerupe) de fapt alimentarea cu combustibil la anumite cicluri bine precizate; în plus, la unele cicluri se asigură un amestec sărac de combustibil-aer (care oferă putere ridicată a motorului), iar la altele un amestec bogat (din considerente de inflamabilitate a amestecului).

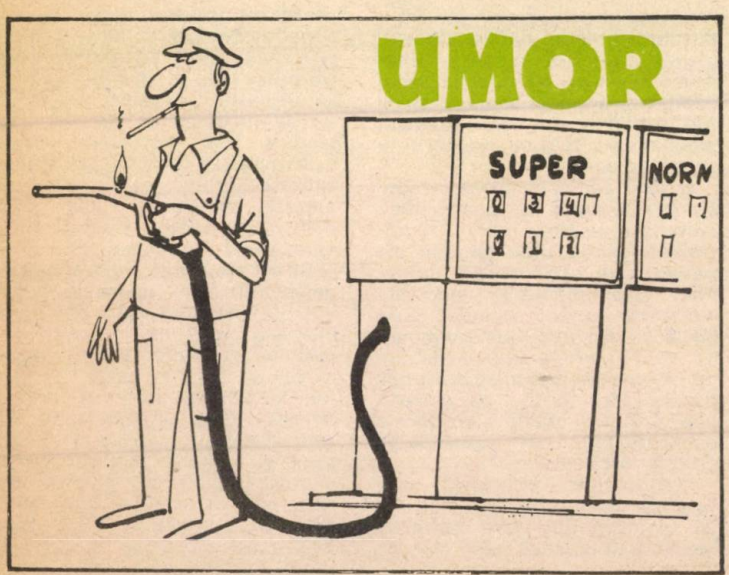
Deoarece se impune o mare precizie în funcționarea unui asemenea motor, e necesar să se utilizeze un sistem electronic de alimentare cu combustibil. În figura 2 se prezintă un asemenea sistem, la care se prevede folosirea injectoarelor electromagnetice 5 în calitate de dispozitive de dozare. În afara pieselor obișnuite care compun un sistem de injecție a combustibilului (rezervorul 1, pompa de combustibil 2, filtrul 3, regulatorul de presiune 4), în schemă există blocul 6 de programare a decuplării ciclurilor, amplificatorul electronic 14, blocul 13 de comandă a injectoarelor, completul 7 al blocurilor corectoare (care include blocul corector 8 al turației motorului, blocul 10 al stării termice a motorului, blocul 11 al întreruperii alimentării cu combustibil la deplasarea automobilului în regim de mers în gol forțat și blocul 12 al toxicității gazelor de ardere). Blocul 6 constă din blocul A al traductoarelor de sincronizare fără contacte și din comutatorul B al ciclurilor. Traductoarele de sincronizare emit un semnal de înaltă frecvență sincron cu turația motorului, care ajunge la comutatorul ciclurilor, acesta comandînd decuplarea ciclurilor funcționale. În cazul fixării motorului pe automobil, comutatorul ciclurilor se fixează la tija de comandă a combustibilului. De la comutatorul ciclurilor, semnalul electric ajunge la amplificatorul 14 și mai departe la blocul 13 de comandă a injectoarelor. În acest bloc are loc formarea impulsului de comandă a injectoarelor, a cărui mărime este dată și de impulsurile suplimentare care sosesc din blocul 7 al corectoarelor.

Cercetarea procesului funcțional al unui motor dotat cu un astfel de sistem de alimentare a arătat necesitatea adoptării unui program special de reglare a decuplării ciclurilor funcționale. Acest program prevede existența unui ciclu bogat (din punct de vedere al compoziției amestecului) la unul din cilindrii motorului. La decuplări pare ale ciclurilor lipsește ciclul îmbogățit și motorul funcționează cu ciclurile reglate la o compoziție a amestecului maxim posibilă economică. La decuplări impare ale ciclurilor, la ciclurile economice se adaugă numai un ciclu îmbogățit, asigurînd astfel aprinderea amestecului. Ciclul îmbogățit există, de asemenea, la regimurile de pornire și de sarcină maximă a motorului.

Rezultatele obținute în cazul folosirii sistemului de alimentare prezentat confirmă scăderea consumului de combustibil în toată gama funcțională a sarcinilor și turațiilor motorului. Astfel, în zona regimurilor cel mai des întîlnite în exploatare consumul de combustibil este mai mic cu 20—25%, iar la regimul de mers în gol cu 45%.

Cercetătorii și constructorii continuă căutările pentru obținerea unor soluții care să asigure consumuri mici de combustibil la automobile. Este incontestabil însă că marele salt calitativ așteptat se va obține în momentul cînd vom intra pe scară largă în epoca ceramicii și a motorului adiabat, a îmbinării profunde a automobilului cu microprocesorul, a automatizării tuturor comenzilor care va corecta erorile, evident subiective, ale celui care va conduce automobilul supereconomic.

I. C.



BIBLIOTECA „ASTRA"
SIBIU

COMPACTITATE ȘI AERODINAMICITATE

Ing. ION COPAE

În tehnică, ca și în alte domenii, se întîmplă destul de des ca idei mai vechi, uitate sau părăsite, să revină în actualitate, cum este cazul și în construcția automobilelor. Primele autoturisme, apărute în anii '80 ai secolului trecut, au fost mult mai ușoare (și deci mai compacte) decît majoritatea celor actuale; masa lor cu greu depășea 500—800 kg. Cu timpul însă, din dorința de a obține o viteză și o confortabilitate cît mai ridicate, autoturismele au devenit din ce în ce mai mari și mai grele, crescînd astfel în mod inevitabil și consumul de combustibil.

Astăzi, cînd problema economisirii resurselor energetice a devenit o preocupare majoră atît pentru constructori, cît și pentru posesorii de mașini, autoturismul compact și subcompact a început să apară tot mai des pe străzi. Și întrucît între compactitatea mașinii (apreciată prin cele trei dimensiuni de bază: lungime, lățime, înălțime) și masa sa este o dependență directă, iar de aceasta din urmă depinde consumul de combustibil, apare primul considerent care reclamă micșorarea dimensiunilor de gabarit ale autoturismelor.

În al doilea rînd, proliferarea autoturismului compact mai este condiționată de următorul motiv. Din practică s-a constatat că un autoturism transportă de regulă în medie 1,5—1,7 persoane. Apare deci în mod firesc întrebarea: de ce să se folosească mașini anormal de mari, dacă ele în principal „transportă" aer?

În al treilea rînd, să analizăm un aspect de eficiență care confirmă necesitatea compactizării (deci și a reducerii masei) autoturismelor. Se știe că un automobil este cu atît mai eficient cu cît raportul dintre masa proprie și masa utilă este mai mic. Astăzi acest raport are valoarea medie 0,8 la autocamioane și 2—4 la autoturisme (dacă sînt numai 1—2 pasageri, acest raport este și mai mare: 6—10). Se remarcă slaba eficiență a transportului în cazul autoturismelor; de-abia atunci cînd s-ar folosi un miniautomobil cu masa proprie de 150 kg, pentru doi pasageri plus bagaje, raportul amintit ar fi apropiat de cel al autocamioanelor.

Și, în sfîrșit, să analizăm comparativ valorile unui criteriu important de economicitate: consumul de combustibil, raportat la distanța parcursă (de regulă, 100 km) și la tona de masă utilă (mărfuri, pasageri) transportată:

$$C_t = C_{100}/M_u \quad [1/100\ t.km]$$

1

unde C_{100} [1/100 km] reprezintă consumul de combustibil raportat la distanța parcursă (100 km), iar M_u [kg] masa utilă transportată.

Pentru un autoturism care transportă 4—5 persoane și 100—150 kg bagaje (deci masa utilă totală 0,4—0,5 t) și are C_{100} = 8 l/100 km, rezultă C_t = 16 — 20 l/100 t.km. În cazul unui autocamion care are 5 t sarcină utilă și consumul C_{100} = 30 l/100 km, rezultă C_t = 6 l/100 t.km. Așadar, autocamionul este de cca 3 ori mai eficient din acest punct de vedere decît autoturismul. Pentru ca acesta din urmă să aibă același C_t ca al autocamionului, trebuie ca el să aibă un consum: $C_{100} = C_t M_u$ = 2,4—3 l/100 km. Am obținut astfel valori pentru consumul de combustibil apropiate de cele pe care le posedă autoturisme perfecționate la ora actuală sau către care tind majoritatea constructorilor care vizează automobilul supereconomic.

Acestea sînt motivele pentru care mulți constructori și-au intensificat eforturile de creare a unor automobile compacte, cu consum minim de combustibil, compactizarea vizînd practic toate clasele de autoturisme. De altfel, miniaturizarea automobilului face parte integrantă din măsurile care se iau astăzi pentru economisirea energiei și a materialelor. Să arătăm, numai ca exemplu, că în Franța se produc anual 50 000 de miniautomobile, astfel de mașini circulînd de fapt și în alte țări ale lumii. Și să oferim și cîteva exemple de miniautomobile: Mardin — 50, Franța (fig. 1: masa 220 kg, cu 2 locuri, motor 49,9 cm³); P.9 — Suzuki (fig. 2: motor 50 cm³, 1 loc, caroserie din masă plastică, viteză maximă 50 km/h, consum 2 l/100 km); Toyota (fig. 3: viteză maximă 50 km/h, cu 3 roți).

Gradul de compactizare a crescut și la autoturismele avînd cilindreea motorului mai mare. De exemplu, autoturismul X-100 al firmei Subaru, înzestrat cu 3

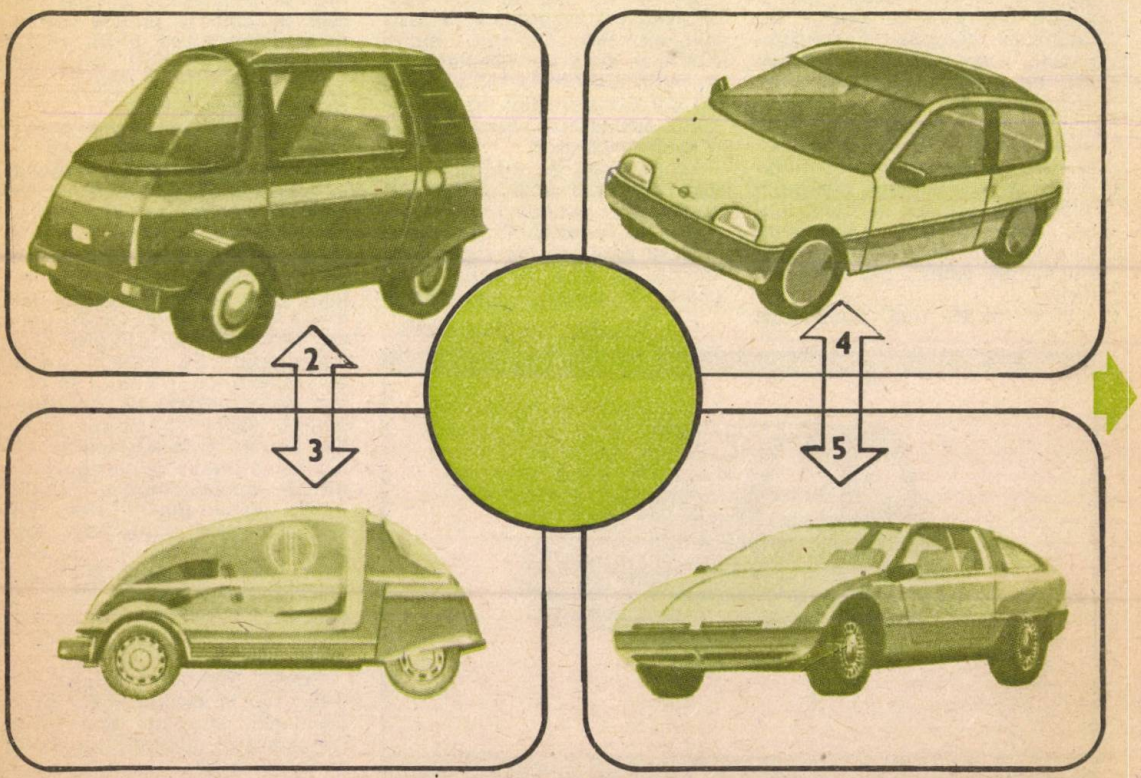
93334

roți, are un motor cu cilindreea 544 cm³, dezvoltă o putere de 27 CP și consumă 2,4 l/100 km la viteza de 88 km/h. Autoturismul Seat Fura (Spania), compact și economic, are un motor cu cilindreea 903 cm³, puterea fiind de 29,4 kW. Firmele Volkswagen și Opel desfășoară lucrări pentru crearea unor autoturisme compacte, ultima firmă fabricînd modelul Opel Junior (fig. 4).

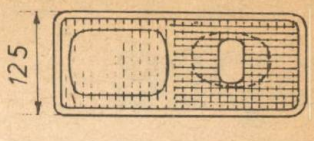
Procesul de compactizare a autoturismelor nu trebuie să excludă asigurarea unei bune aerodinamicități a caroseriei acestora. Într-adevăr, astăzi fiecare autoturism nou ni se pare tot mai aerodinamic. S-a îmbunătățit și metodologia de rezolvare a problemei aerodinamicității mașinilor. După ce caroseria este proiectată cu ajutorul calculatorului electronic, modelul machetă este supus la probe în tunelul aerodinamic și este modificat pînă se obține un coeficient C_x foarte mic (de aproximativ 0,15). Apoi se proiectează profilul caroseriei care să satisfacă cerințele estetice cu minimum de abateri de la forma modelului. Astfel s-a ajuns la coeficienți mici la autoturismele Audi 200 Turbo (C_x = 0,3), Volvo LCP–2000 (C_x = 0,28), British Leyland ECV–3 și Toyota FX–1 (C_x = 0,25), G.M. Aero 2000 (C_x = 0,23), Mazda MX–0,2 (C_x = 0,22) etc.

Cu toate eforturile depuse pentru a avea o aerodinamicitate cît mai bună (fig. 5), totuși coeficientul de rezistență aerodinamică al actualului autoturism de serie este cu mult mai mare decît al altor vehicule în mișcare, de exemplu, decît al fuzelajului unui planor. Este încă mare și aria frontală a autoturismelor; din această cauză, la o viteză de 140—150 km/h, 60–70% din puterea dezvoltată de motor se consumă pentru învingerea rezistenței aerului. Ce se mai poate face deci în acest sens? Să încercăm să uităm imaginea actuală a autoturismului și să ni-l închipuim construit după principii aviatice. Pentru a micșora rezistența aerului, este mai corect ca locurile pasagerilor să se dispună nu alături, ci unul după altul. O asemenea construcție neobișnuită are avantaje mari. Evident, avantajul principal este acela că se micșorează mult aria frontală a mașinii, deci și puterea necesară învingerii rezistenței aerului. Urcarea într-un asemenea automobil se poate face dinspre trotuar, prezentînd astfel siguranță pentru cei care-l folosesc; în plus, pasagerul îl deranjează pe șofer mai puțin decît în cazul cînd ar sta alături de acesta. Șoferul „simte" mult mai bine dimensiunile mașinii în timpul conducerii și are o vizibilitate mai bună. Amplasînd scaunele unul după altul, se poate obține o lățime a mașinii de circa 1 m. Asigurînd șoferului și pasagerului o poziție semiculcată și înălțimea mașinii va fi tot de aproximativ 1 m. Dînd caroseriei o secțiune mică de formă elipsoidală (necesară pentru asigurarea unui coeficient mic de rezistență aerodinamică și în cazul unui vînt lateral), roțile de diametru mic și profil îngust se pot scoate în afara limitei acesteia, ca la automobilele de curse.

Un asemenea miniautomobil este deja în atenția unor institute de specialitate din Moscova și Vilnius. Masa sa nu depășește 150 kg (a se remarca raportul favorabil al maselor menționate anterior), lungimea este de 3,5 m, lățimea și înălțimea 1 m; coeficientul de rezistență aerodinamică are valoarea 0,15. Puterea motorului va fi în limitele 8—12 CP, consumul de combustibil 1—2 l/100 km, iar viteza maximă 140 km/h. De altfel, începutul



ȘI FARURILE EVOLUEAZĂ



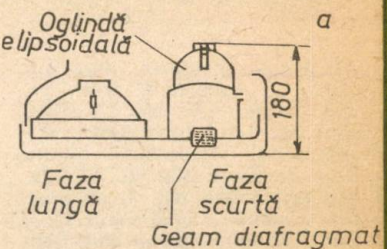
Dr. ing. MIHAI STRATULAT

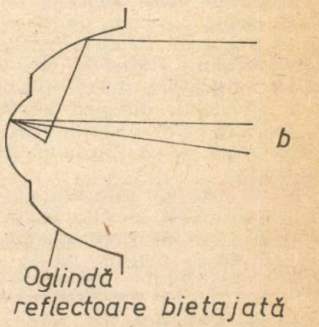
Din presa de specialitate rezultă limpede că eforturile producătorilor de aparatură de iluminare pentru autovehicule sînt concentrate pentru crearea unor faruri cît mai eficiente și cît mai plate, care să se înscrie cît mai bine în arhitectura provei mașinii.

Firma „Hella" din R.F.G. a prezentat un far destinat fazei de întîlnire, construit după un nou sistem optic. Față de construcțiile cunoscute pînă acum, cu oglindă parabolică și dispersor, în acest caz se folosește o oglindă elipsoidală, iar în locul dispersorului se află un perete cu o diagramă de dirijare a fasciculului luminos (fig. a.).

Sistemul, denumit „elipsoid triangular", se distinge prin aceea că lumina se aplică uniform pe o suprafață strict determinată a drumului, creîndu-se o limitare absolut netă a zonei luminate de cea întunecoasă și cu o densitate de flux foarte ridicată. Încă nu se știe sigur dacă aceasta constituie sau nu un avantaj, dar este cert că orice mică murdărire a geamului protector poate bloca suprafața diafragmată, scoțînd farul din funcțiune.

Și firma „Lucas" din Anglia a creat un nou tip de far pentru faza lungă, care are o putere de iluminare superioară cu 25% și proiectează fasciculele la o distanță cu 12% mai mare decît cele ale construcțiilor obișnuite. În afară de aceasta, farul proiectează și în zona apropiată de vehicul o lumină uniform distribuită pe o suprafață mare. Acest rezultat este obținut prin prelucrarea extrem de precisă a oglinzii reflectoare, ca și prin realizarea acesteia, de fapt, din două reflectoare homofocale etajate (fig. b). Regiunea periferică a reflectorului produce fasciculul pentru faza lungă, în timp ce zona centrală proiectează lumina în zona imediat apropiată a vehiculului. Avantajul adus de forma plată a farului, adăugat la creșterea intensității luminoase și mărirea zonei iluminate, explică de ce această soluție a atras atenția specialiștilor.





unor miniautomobile „curioase" a fost declanșat mai devreme. Să ne reamintim, de exemplu, de autoturismul compact GHIA TRIO, prezentat la salonul de la Geneva, 1983, la care aranjarea locurilor părea neobișnuită: șoferul avea o poziție centrală, cei 2 pasageri stînd în poziție retrasă spre spate, pe laturi. Automobilul avea o masă de 337 kg, lungimea 2,408 m, lățimea 1,362 m, înălțimea 1,345 m și consuma 4 l/100 km.

Miniautomobilul prezintă așadar numeroase avantaje, care justifică răspîndirea sa din ce în ce mai largă. Motorul de putere mică este mult mai economic, mai silențios și emite mai puține noxe în atmosferă. Fabricarea, exploatarea și repararea unei asemenea mașini sînt mai ieftine, pentru păstrarea sa este necesar un garaj mai mic. Construcția agregatelor și ansamblurilor este mult simplificată. Datorită dimensiunilor mici ale mașinii, piesele și agregatele sale au masă mică, obținîndu-se astfel uzuri și zgomote reduse. Conducerea miniautomobilului este mult mai ușoară, manevrabilitatea este superioară, ceea ce este deosebit de important, în special la circulația prin oraș. Datorită dimensiunilor de gabarit reduse, o asemenea mașină ocupă un loc mai mic pe stradă, micșorîndu-se astfel aglomerația urbană. La un miniautomobil este mai ușor să se prevadă o acționare electrică, mult mai economică. Astfel, pentru deplasarea în oraș cu viteza de 60 km/h este suficientă o putere de 2 CP; considerînd un parcurs zilnic de 100 km, rezultă că rezerva de energie trebuie să fie de cca 2 kWh. O asemenea energie o poate asigura un acumulator cu masa de 50 kg. Și, în sfîrșit, o asemenea mașină se pretează mai ușor la dotarea sa cu un supervolant, care să acumuleze energia din timpul procesului de frînare a mașinii și să o redea la demarări. În acest caz, puterea motorului cu ardere internă poate fi limitată la 4 CP, ceea ce asigură un consum de combustibil de 1 l/100 km.

Concluzionînd, se poate afirma că astăzi se caută soluții tehnice care să permită o compactitate și o aerodinamicitate ridicate ale autoturismelor, fără a neglija însă gradul de confort al mașinii. Altfel spus, carosierii, calculatorul și tunelul aerodinamic își aduc împreună contribuția la crearea unui autoturism cît mai economic, care să fie „mai spațios pe dinăuntru decît pe dinafară", și care să satisfacă și pretențiile estetice ale cumpărătorilor.

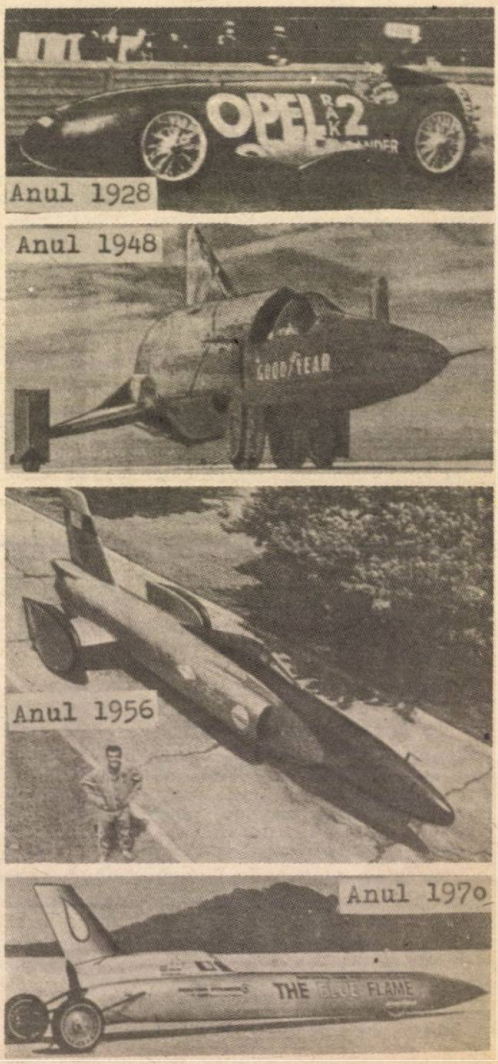
AUTOMOBILUL spre ZIDUL SONIC

Mult timp atingerea vitezei sunetului a reprezentat visul oricărui aviator. Şi iată că astăzi către acest zid sonic tind şi automobiliştii. Recordurile mondiale de viteză stabilite cu diferite automobile (fig. 1) au crescut continuu, americanul Gary Gabelich fiind ultimul care deţinea titlul de cel mai rapid automobilist încă din anul 1970. Iar la 4 octombrie 1983, englezul Richard Noble, în vîrstă de 37 de ani, a trecut ca vîntul la bordul automobilului Thrust-2 pe o pistă de argilă din deşertul Black Rock (Nevada), atingînd viteza de 1 019,25 km/h. Pînă la viteza sunetului au rămas mai puţin de 180 km/h.

Pentru a ajunge însă aici, Noble a fost nevoit să înfrunte nenumărate greutăţi care apăreau atît din cauza maşinii, cît şi a timpului nefavorabil. Astfel, primul său vehicul, Thrust-1, proiectat de John Ackroyd, echipat cu un motor cu reacţie Rolls-Royce, Avon 210, a fost distrus într-un accident pe o pistă de antrenament a aviaţiei militare britanice. După cîţiva ani, cei doi au construit un alt vehicul, Thrust-2, echipat cu un motor Rolls-Royce, Avon 302, folosit pe avioanele de vînătoare Lighting. Cu această maşină, trei ani la rînd Noble a încercat să depăşească vechiul record mondial: 1 001,6 km/h pe o milă englezească (1 milă = 1 609 m) şi 1 014,5 km/h pe un kilometru. Viteza maşinii sale a crescut mereu, Noble stabilind noi recorduri ale Angliei; visul său însă era de a deveni recordman mondial de viteză pe uscat.

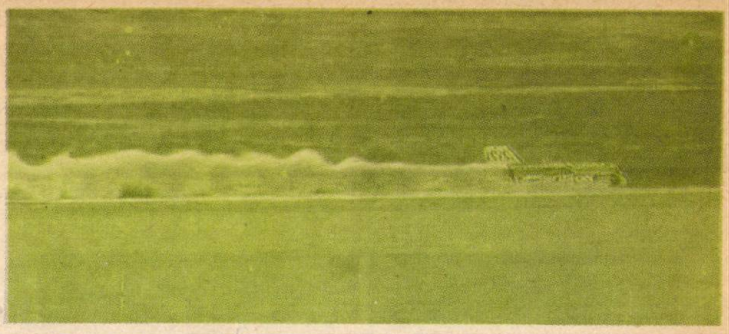
Şi, în sfîrşit, în dimineaţa zilei de 4 octombrie 1983 totul a fost în ordine. Vîntul s-a liniştit, temperatura aerului a urcat la 13° C, cîmpia de argilă acoperită cu crăpături fine era netedă, iar maşina a fost pregătită ca niciodată. Forţa de tracţiune a motorului turboreactiv Rolls-Royce a fost mărită cu 1,4 t, s-au îmbunătăţit calităţile aerodinamice ale caroseriei, precum şi suspensia roţilor din spate. În acelaşi timp, a fost micşorat volumul operaţiunilor de deservire tehnică a maşinii, problemă foarte importantă deoarece, conform regulilor Federaţiei Internaţionale de Automobilism, ambele curse (dus-întors) trebuie să se efectueze în decurs de o oră. Fiind gata pentru cursă, Noble şi-a prins centura de siguranţă în cabina strîmtă a bolidului său turboreactiv. Apoi vuietul motorului a străbătut aerul de toamnă. Maşina, care parcă zbura, lăsînd în urma sa un evantai de gaze de evacuare, vapori de apă şi praf (fig. 2), a accelerat şi a intrat în sectorul de măsurători. Ceasurile electronice au stabilit timpul de străbatere a unui kilometru şi a unei mile cu o precizie de 0,001 s. Ele au arătat respectiv 3,572 şi 5,767 s. Cînd maşina a ieşit din zona sectorului de măsurare, vi-

1



itorul recordman a apăsat pe butonul de deschidere a unei parașute de frînare cu diametrul de 2,25 m. Viteza a scăzut pînă la 600 km/h, cînd s-au deschis trei parașute de același diametru. Și numai la viteza de 200 km/h au fost acționate frînele de la roți.

Cursa în direcția inversă a decurs și mai bine; ca urmare, pe distanța de un kilometru s-a obținut viteza de 1 020,4 km/h, iar pe o milă 1 019,25 km/h. Ambele rezultate s-au dovedit mai bune decît recordul din 1970, dar federația a ratificat numai ultima valoare, deoarece ea depășește vechiul record cu mai mult de 1%. Astfel, comis-voiajo-



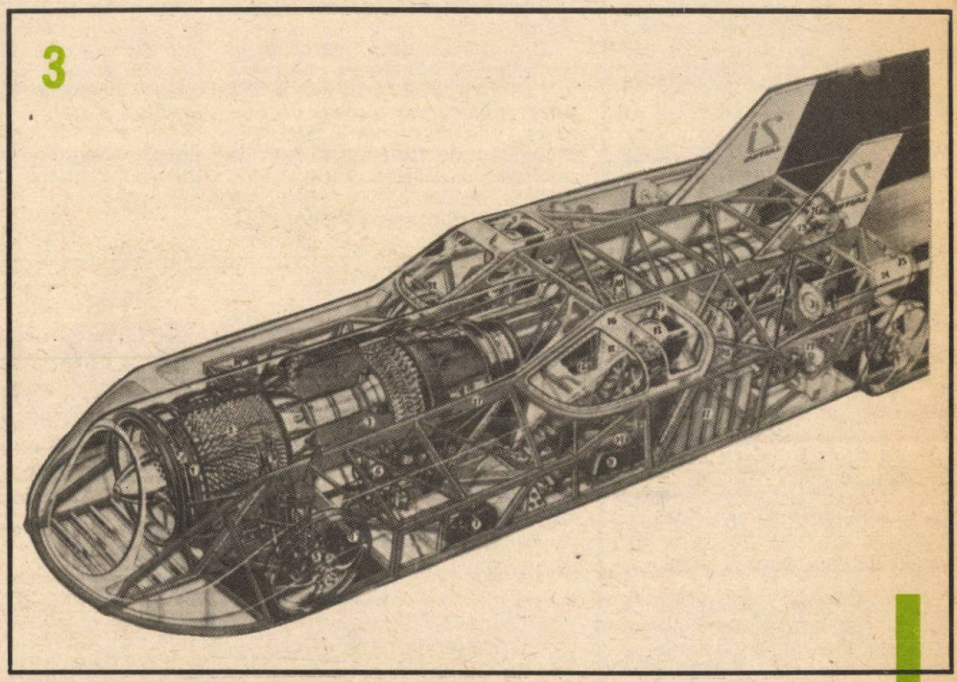


Fig. 3. **Schema automobilului Thrust-2:** 1 — motor; 2 — compresor; 3 — camera de ardere; 4 — roți de aluminiu; 5 — sistemul de direcție cu servoacționare; 6 — cilindrul principal de frînă; 7 — bateria pentru pornire; 8 — locul inginerului constructor; 9 — locul șoferului; 10 — capac cu deschidere automată; 11 — geam frontal; 12 — tablou de bord; 13 — cască cu aparat pentru oxigen; 14 — costum din material rezistent la foc; 15 — stingătoare de incendiu; 16 — puncte de fixare a motorului; 17 — rezervoare de combustibil; 18 — orificii de ventilație; 19 — turbopompă pentru demaror; 20 — forțaj; 21 — cadru de fixare pentru ajutaj; 22 — gura de umplere; 23 — ampenaj spate; 24 — parașute pentru frînare; 25 — cilindru pentru parașute; 26 — sistem de fixare a parașutelor; 27 — cadrul tubular al automobilului.

rul Richard Noble a readus recordul mondial în țara sa dupa o întrerupere de 19 ani, ultimul englez care deținuse titlul suprem fiind Donald Campbell (1964).

Desigur că mașina Thrust-2 a fost pregătită special (fig. 3) pentru stabilirea acestui record. Partea de rezistență a mașinii este executată în formă de grindă spațială din tuburi de oțel. Pereții despărțitori sînt din oțel inoxidabil și din material sub formă celulară cu dimensiunea de 50 mm. Caroseria din foaie de aluminiu este îmbinată cu ajutorul niturilor. Motorul turboreactiv cu masa de 1,3 t este amplasat în partea din față, de-a lungul axei longitudinale a mașinii. În dreapta și în stînga motorului sînt dispuse cabinele. Pilotul stă în partea dreaptă, iar în stînga inginerul constructor, care ia loc în mașină numai în timpul probelor de încercări cu viteze mici. În spatele cabinelor sînt dispuse două rezervoare cu combustibil, cu capacitatea totală de 560 l. La plină sarcină, motorul consumă 230 l de kerosen pe minut. Puterea maximă echivalentă pe care o poate dezvolta motorul este de aproape 35 000 CP. Suspensia roților metalice este de tip independent; la asemenea viteze, pneurile pneumatice nu se pot utiliza. Mecanismul de direcție are raportul de transmisie 25:1 și se folosește pentru o mică corecție a direcției la viteză mare și pentru întoarcerea automobilului înaintea celei de-a doua curse. Ampatamentul (baza) automobilului este egal cu 6 350 mm, clirensul 127 mm, dimensiunile de gabarit 8 280 x 2 540 x 1 372 mm.

Richard Noble, fericit că a doborît vechiul record mondial de viteză (fig. 4), a declarat că intenționează să construiască un alt automobil, Thrust-3, cu care să-și depășească propriul record. Va mai reuși oare, sau și acest record va rezista mult timp? În orice caz, lupta pentru stabilirea unui record mondial de viteză dincolo de zidul sonic continuă. Atît piloții americani, cît și cei englezi doresc să spargă acest zid trecut pînă acum doar de cascadorul american Stan Barrett (1 190,12 km/h în 1979), el însă nefiind declarat recordman mondial pentru că a reușit performanța într-un singur sens al pistei.

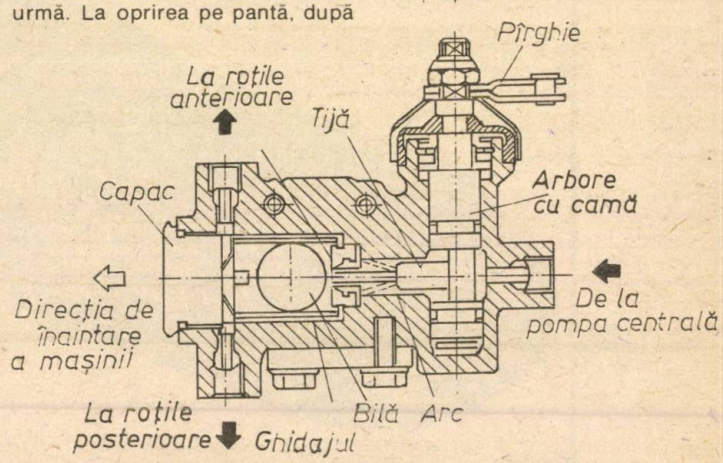
mozaic auto

PORNIREA ÎN PANTĂ

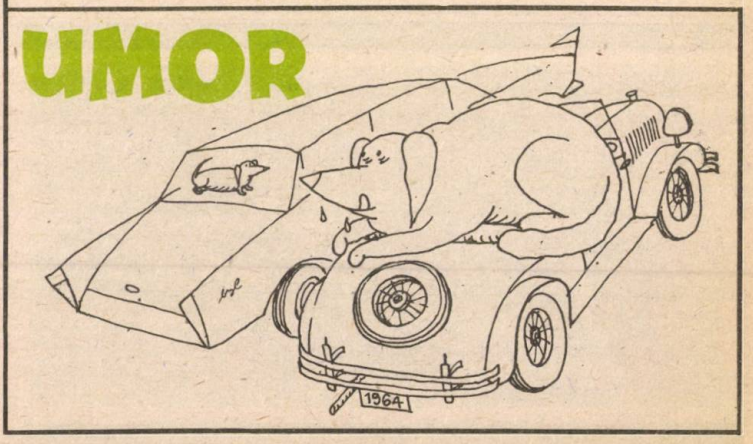
Unul din micile necazuri ale automobiliștilor începători (și uneori nu numai al acestora) îl constituie pornirea cu vehiculul aflat în pantă. Iată că un grup de specialiști ai firmei japoneze Subaru au pus la punct un dispozitiv de construcție simplă, cu acționare mecanică, destinat a ușura demarajul vehiculelor oprite în sensul de urcare al unei pante.

Dispozitivul este intercalat în circuitul de frînare și comportă un cilindru în care se află o bilă care alunecă într-o piesă de ghidare. Bila controlează circulația lichidului de frînă de la pompa centrală și cilindrii receptori în sensul descărcării acestora din urmă. La oprirea pe pantă, după debreiere și eliberarea pedalei de frînă, datorită propriei sale greutăți, bila se așază pe o garnitură de etanșare, împiedicînd astfel descărcarea lichidului din cilindrii receptori spre pompa centrală; în acest fel, frînele roților rămîn blocate, continuînd să imobilizeze vehiculul în pantă.

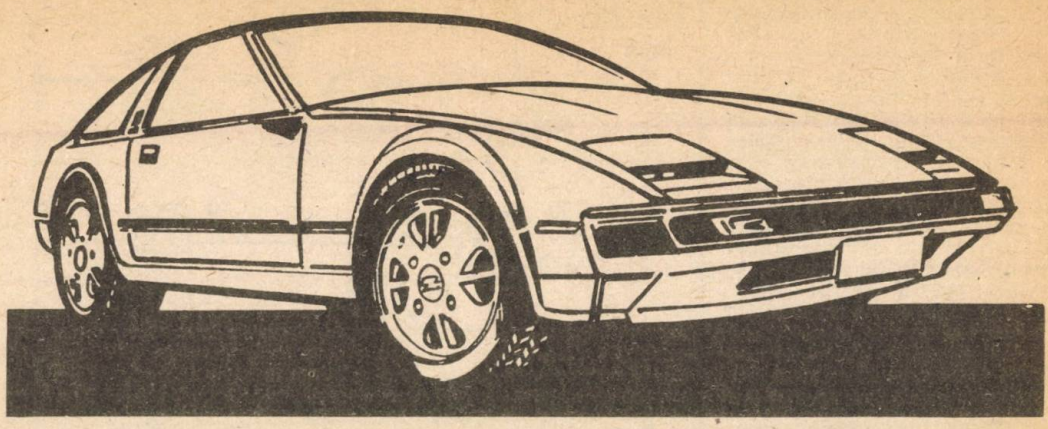
La plecare, o dată cu producerea ambreierii, este deplasată și o pîrghie care acționează un mic arbore cu camă; aceasta pune în mișcare o tijă prin intermediul căreia bila este împinsă înainte, eliberînd orificiul controlat; astfel lichidul de frînă se poate scurge din nou spre pompa centrală, eliberînd frînele roților.



UMOR



MODERNIZAREA



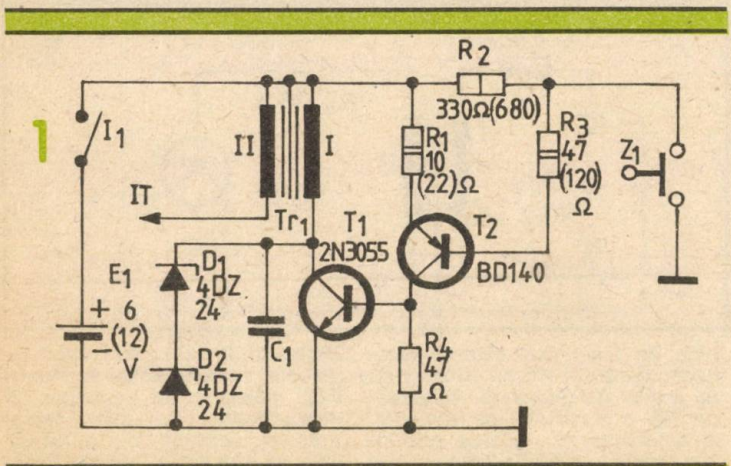
INSTALAȚIILOR ELECTRICE AUTO-MOTO

Ing. IANCU ZAHARIA

Posibilitățile de menținere în circulație a vehiculelor rutiere de tip vechi sînt serios limitate de considerentele economice, determinate fie de consumul de carburanți și lubrifianți, fie de lipsa pieselor de schimb. Amatorii interesați recurg de obicei la înlocuirea subansamblurilor cu tipuri existente în rețeaua comercială.

Pentru înlăturarea neajunsurilor propunem realizarea unor aparate electronice utilizînd componente capabile să substituie funcțional și să îmbunătățească performanțele subansamblurilor originale existente.

Montajele prezentate pot fi utilizate, în aceleași condiții, la orice tip de vehicul, indiferent de tensiunea bateriei de alimentare. Valorile componentelor indicate în paranteză corespund tensiunii de alimentare de 12 V.



A. COMPONENTE ELECTRICE FUNCȚIONALE

1. **Amplificator pentru circuitul de aprindere**

Arderea completă a amestecului de gaze comprimat în camera de explozie sporește puterea motorului, reduce consumul de carburanți și mărește fiabilitatea ansamblului motor.

În figura 1 este prezentată schema electrică a unui asemenea aparat. În ciuda simplității și a numărului redus de componente electronice, aparatul asigură o stabilitate termică și electrică datorită componentelor cu siliciu. Considerînd că fiecare din cele două tranzistoare asigură amplificarea de 30, în curent continuu, rezultă că pentru închiderea tranzistorului T_1 este suficient curentul de 10—15 mA în circuitul bazei tranzistorului T_2. Valoarea optimă a rezistenței R_3 se stabilește pentru închiderea definitivă a tranzistorului T_1, marcată de tensiunea maximă în înfășurarea a II-a a bobinei de inducție T_{r1}. Tensiunea

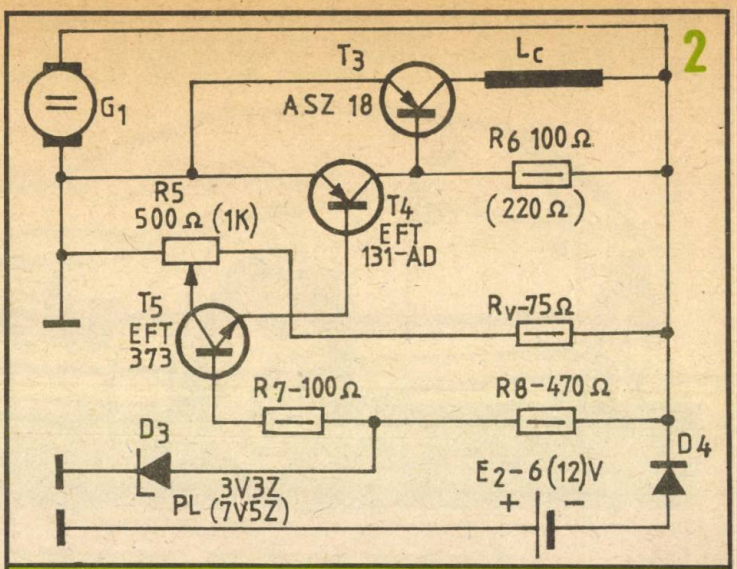
minimă necesară pentru amorsarea motorului este determinata de valoarea rezistenței R_1. Valoarea acestor rezistențe depinde de factorul de amplificare al tranzistoarelor utilizate, masurat la curenții de colector de 10 A pentru T_1 și de 1 A (2 A, pentru mai multa siguranța) în cazul lui T_2. Tensiunea totală de stabilizare pentru seria diodelor D_1 și D_2 va fi cuprinsă între 40 și 52 V. Diodele stabilizatoare și tranzistoarele se montează pe un radiator comun cu suprafața de 120 x 75 mm, izolîndu-le prin intermediul foliei de mică. Z_1 reprezintă ruptorul (delcoul) vehiculului.

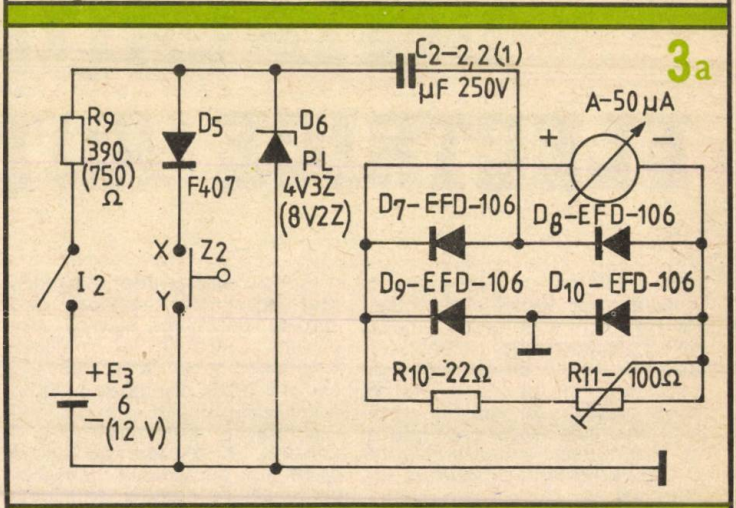
2. **Releu disjunctor-conjunctor**

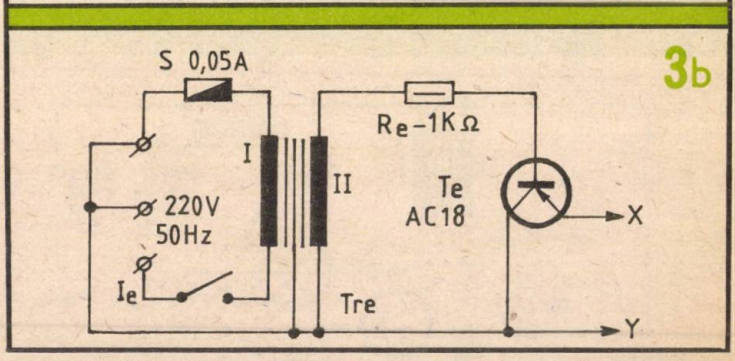
Autovehiculele de tip mai vechi sînt echipate cu un grup de relee electromagnetice, înseriate între circuitele generatoare ale dinamului și circuitul lui de autoexcitație, cu scopul limitării (în general în 2 trepte) a curentului pe care îl absoarbe bateria de acumulatoare, în timpul funcționării motorului, pentru compensarea consumului electric. Releul electromagnetic stabilește una dintre treptele curentului de încărcare, de obicei în funcție de tensiunea bateriei, avîndu-se în vedere că, la sfîrșitul ciclului de încărcare, tensiunea la bornele elementilor bateriei de acumulatoare crește cu 25—35% în raport cu tensiunea nominală de funcționare.

Pe lîngă sporirea fiabilității, înlocuirea releului regulator de tip electromagnetic cu unul electronic permite aplatizarea treptelor curentului de încărcare în funcție de capacitatea reziduală momentană a bateriei de acumulatoare, pe considerentul variației rezistenței interne a bateriei în funcție de gradul de încărcare.

În figura 2 este prezentată una din multiplele scheme electrice ale unui astfel de releu regulator. Dioda D_4 fiind conectată în sensul blocării curentului invers (de la baterie spre dinam), tranzistorul T_5 se va închide, datorită creșterii polarizării bazei în raport cu emitorul, în măsura în care scade diferența dintre tensiunea generată de dinam și tensiunea bateriei, ajunsă la valoarea tensiunii de stabilizare de (1,05—1,2) U nominal reglată din R_5, reducînd astfel curentul de excitație al dinamului. Tensiunea generată de dinam depinde de turația motorului și de tensiunea sau rezistența internă a bateriei de acumulatoare, în timp ce tensiunea bateriei este dependentă direct de sarcină și de gradul de încărcare. Valoarea optimă a curentului de excitație al dinamului se reglează variind polarizarea amplificatorului de curent continuu realizat cu tranzistoarele T_4 și T_3, acționînd rezistența semireglabilă R_5, astfel încît curentul de colector al tranzistorului T_3, care reprezintă și curentul de autoexcitație al dinamului, să nu depășească limita pentru curentul







maximal de încărcare (de obicei, 10% din capacitatea bateriei, în Ah) la turația maximă a motorului.

Tranzistorul T_3 și dioda D_4 se vor monta pe cîte un radiator de aluminiu cu suprafața adecvată curentului limită reglat. Pentru curenți mai mari de 2 A, pentru dioda D_4 se vor monta 2 sau 3 diode similare pe același radiator. Nu se recomandă montarea diodelor cu siliciu datorită rezistenței apreciabile a acestora, în sens de conducție. Termistorul R_v are rolul de stabilizare termică a montajului, la variațiile de temperatură ale mediului ambiant. La nevoie poate fi înlocuit cu o rezistență de 0,5 W.

B. APARATAJ INDICATOR

1. Tahometru

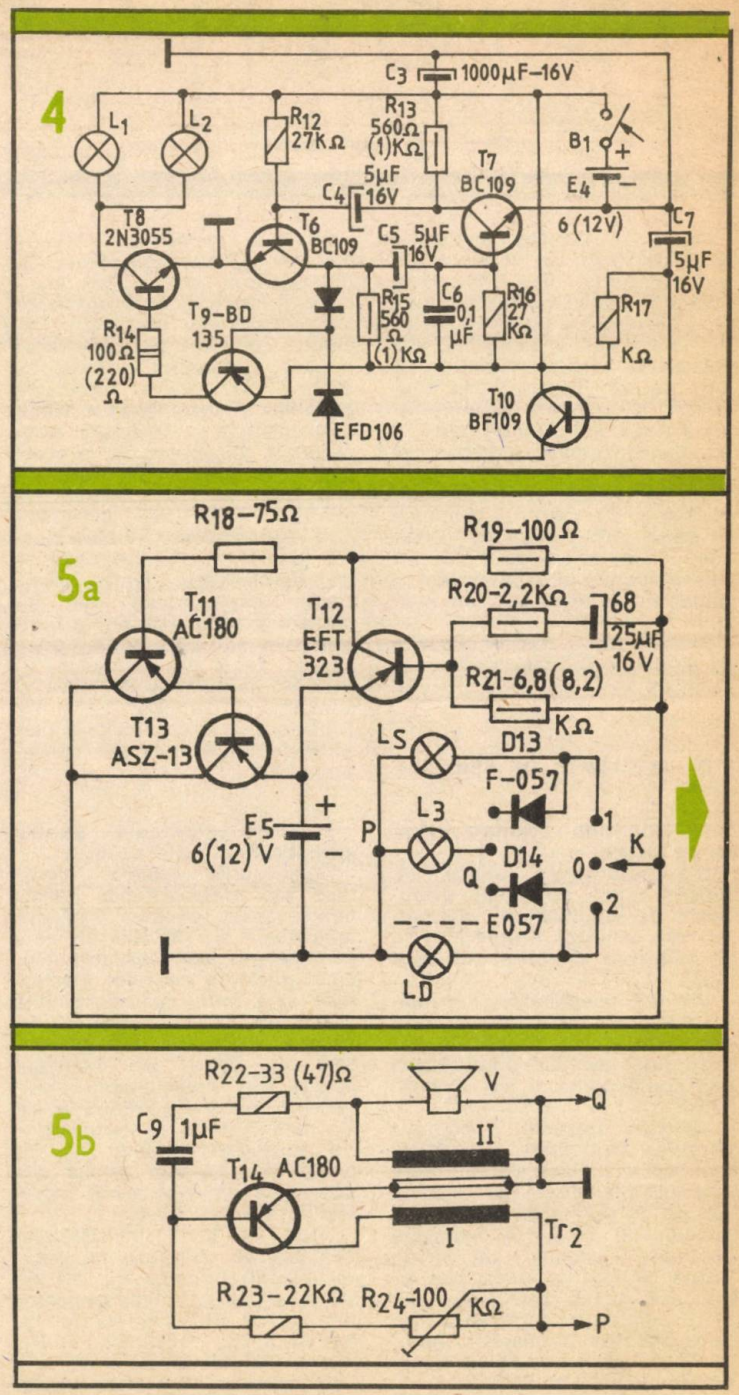
Tabloul de bord al vehiculelor rutiere este prevăzut cu o serie de aparate de măsură, capabile să indice limitele funcționale ale diferitelor dispozitive. Ampermetrul indică curentul de încărcare al bateriei (uneori este înlocuit cu un bec), vitezometrul indică viteza de rulare (este combinat cu kilometrajul, arătînd astfel și numărul kilometrilor parcurși), litrometrul precizează cantitatea de combustibil din rezervor, termometrul temperatura lichidului de răcire a blocului motor, manometrul presiunea uleiului de ungere a manetoanelor etc.

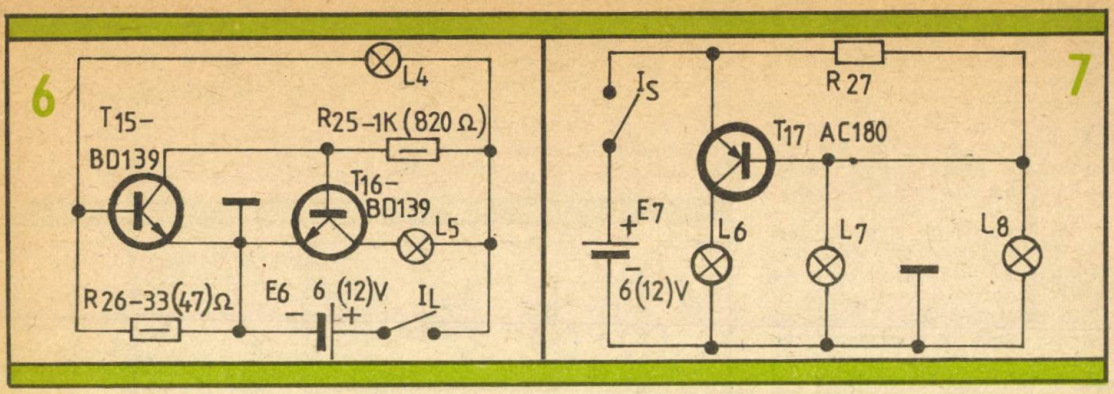
În figura 3a este indicată schema electrică a unui turometru simplu, capabil să arate permanent turația motorului, parametru important pentru determinarea raportului optim în sistemul de transmisie, în funcție de categoria de drum și de viteza de rulaj, în vederea optimizării eficienței transportului.

După cum rezultă din schemă, aparatul funcționează ca frecventmetru. Deviația instrumentului magnetoelectric A este proporțională cu numărul de acționări ale contactelor ruptorului Z_2 în unitatea de timp. De aici rezultă un curent pulsatoriu cu frecvența corespunzătoare numărului de rotații pe minut ale arborelui cotit.

În timp ce platinele x și y ale ruptorului Z_2 sînt depărtate, capacitatea C_2 se încarcă pînă la tensiunea de stabilizare a diodei D_6, ca apoi să se descarce în momentul în care se stabilește contactul electric între cele două platine. Puntea redresoare, formată din diodele $D_{7\ 10}$, înseriată în circuitul condensatorului, transmite miliampermetrului conectat pe diagonala ei cantitatea de electricitate manevrată de capacitatea C_2 prin încărcări și descărcări succesive.

Cantitatea de electricitate înmagazinată în condensator este $Q = C_{\mu F} U_V$, iar curentul prin instrument este $I = \frac{Q}{T}$, unde T este perioada alternanțelor; $T = \frac{1}{F}$. De unde rezultă: $F_{(Hz)} = \frac{I(A)}{C_{\mu F} U_V}$.





Pentru etalonarea aparatului se poate folosi un generator de audiofrecvență sau, în lipsa acestuia, frecvența rețelei electrice de iluminat de 50 Hz, realizînd montajul experimental din figura 3b. Transformatorul T_{re} este de tip „sonerie" sau altul capabil să debiteze în înfășurarea a II-a o tensiune de cca 6 V. În cazul cadranului gradat al instrumentului pînă la 50 de diviziuni, se variază rezistența semireglabilă R_{11} pentru obținerea indicației „15", ceea ce corespunde unei turații de 1 500 rot/min a motorului compus din 4 cilindri în 4 timpi, sau din 2 cilindri în 2 timpi.

Diodele D_{7-10} pot fi înlocuite cu diodele F-057 sau o punte redresoare 1-PM-05.

C. INSTALAȚII DE SEMNALIZARE

1. Comanda semnalizatoarelor de frînare

Semnalizatoarele optice de frînare (stop de frînă) avertizează pe conducătorii vehiculelor care urmează despre intenția de reducere a vitezei sau de a opri.

Variind intensitatea luminoasă a lămpilor în funcție de forța de frînare, informațiile transmise prin semnale optice devin mai concludente și mai semnificative.

Montajul prezentat în figura 4 permite modularea intensității luminoase a lămpilor cu care este echipat stopul de frînă, în funcție de gradul de acționare a pedalei de frînă. La începutul acționării pedalei de frînă, lampa clipește cu intensitate luminoasă mereu crescîndă, pînă cînd, continuînd acțiunea de frînare, rămîne permanent aprinsă. Se stinge, ca de obicei, la eliberarea pedalei de frînă.

Montajul intră în funcțiune prin închiderea contactului B_1 (întrerupătorul stopului de frînă). Tranzistoarele T_6 și T_7 formează un multivibrator, ale cărui impulsuri comandă baza tranzistorului T_9, permițînd la începutul acțiunii de frînare aprinderea periodică și incompletă a lămpilor conectate în colectorul tranzistorului de putere, T_8. În acest timp, tranzistorul T_{10} este închis, baza lui fiind conectată la minusul sursei de alimentare prin capacitatea C_7. Continuarea acțiunii de frînare conduce la deschiderea lentă (după curba exponențială de încărcare a capacității C_7) a tranzistorului T_{10}, care, mărind polarizarea bazei tranzistorului T_9, permite aprinderea definitivă și completă a lămpilor L_1 și L_2. Diodele D_{11} și D_{12} înlătură perturbările funcționale ale multivibratorului.

2. Semnalizatoare pentru schimbarea direcției de mers

Neajunsurile releelor mecanice sau electrotermice pentru temporizarea clipirilor lămpilor indicatoare ale direcției de mers justifică pe deplin cauzele înlocuirii acestora cu relee electronice. Una dintre cele mai simple și eficace scheme electrice cu această destinație este prezentată în figura 5a. Montajul constă din multivibratorul nesimetric realizat cu tranzistoarele T_{11} și T_{12} urmat de amplificatorul de curent continuu T_{13}. Cu datele din schemă rezultă cca 86—94 de clipiri pe minut, reglabile din valorile C_8—R_{21}.

Dacă în locul tranzistorului EFT-323 se utilizează tranzistorul AC-180, valoarea R_{21} va fi de 6,2 kΩ (7,5 kΩ), în timp ce pentru tranzistorul EFT-319 aceste valori vor fi: R_{19} — 180 (270) Ω, R_{21} — 15 (22) kΩ și C_8 — 15 μF.

Tranzistorul T_{13} va fi prevăzut cu un radiator de 150 cm² pentru puterea electrică pe brat de 15 W, la tensiunea de 6 V. În cazul tensiunii de 12 V, puterea lămpilor pe braț crește la 40 W. Lampa de control L_3 este de 12 V — 3 W. În cazul motocicletelor, poate fi suprimată, eliminînd din schemă și diodele D_{13} și D_{14}.

Montajul funcționează bine și la tensiunea de 3,5 V, ceea ce permite utilizarea lui pe motorete sau chiar pe biciclete, alimentîndu-l dintr-o baterie de tip 3-R-12.

Amatorii auto care „uită" cuplate semnalizatoarele pot adapta un avertizor sonor, a cărui schemă electrică este prezentată în figura 5b. Este un oscilator de audiofrecvență realizat cu tranzistorul T_{14} și reacția prin transformatorul T_{r2}, provenit de la un difuzor de radioficare, împreună cu difuzorul V, care la nevoie poate fi înlocuit cu o capsulă receptoare de tip „telefon" cu impedanța de 56 Ω. Frecvența semnalului generat se reglează după dorință, între 400 și 1 000 Hz, ajustînd rezistența semireglabilă R_{24}.

Avertizorul sonor este alimentat electric, conectîndu-l în derivație la bornele lămpii L_3 (indicatoare), în punctele „P" (—) și „Q" (+).

D. CONSTRUCȚII DE SIGURANȚĂ

1. Înlocuirea automată a lămpilor arse

Defectarea accidentală, în timpul rulajului, a unei lămpi de semnalizare este practic imposibil de a fi sesizată de conducătorul vehiculului și, de obicei, dacă nu duce la accidente mai grave, se soldează cu posibile amenzi. Aceste neajunsuri pot fi evitate dacă lămpile de semnalizare mai importante sînt dublate prin intermediul montajului, a cărui schemă electrică este pre-

zentată în figura 6.

La închiderea întrerupatorului I_1, se aprinde lampa L_4 deoarece tranzistorul T_{15} este deschis și joncțiunea emitor-colector are o rezistență de conducție mică în raport cu valoarea rezistenței R_{25}, care polarizează baza tranzistorului T_{16} și, în consecință, acesta este închis, iar lampa L_5 nu se aprinde. Întreruperea filamentului lămpii L_4 provoacă închiderea tranzistorului T_{15} și implicit îl deschide pe T_{16}, al cărui curent de colector crescut aprinde lampa L_5. Pentru lămpi mai puternice de 5 W se vor utiliza tranzistoare 2 N-3055 pentru T_{16}, eventual montate pe radiatoare de aluminiu, și se vor reduce valorile rezistențelor R_{25} și R_{26}.

Amatorii lipsiți de spațiul necesar dublării lămpilor de semnalizare pot monta la bordul vehiculului cîte un indicator optic suplimentar pentru fiecare lampă de semnalizare, sau pentru o grupă de lămpi, realizînd schema electrică indicată în figura 7. Atît timp cît funcționează lămpile L_7 și L_8, căderea de tensiune pe rezistența R_{27} este suficientă pentru deschiderea tranzistorului T_{17} și astfel arde și lampa de control L_6 montată la bord. Arderea uneia dintre lămpile L_7 sau L_8 reduce considerabil căderea de tensiune pe rezistența R_{27} și luminozitatea lămpii de control L_6 se micșorează sau se stinge. Lampa L_6 este de 1,2 W la 6 V sau de 2 W la 12 V.

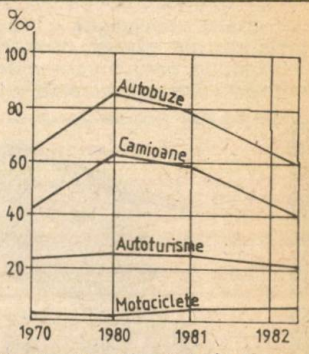
Valoarea rezistenței R_{27} rezultă din relația: $R_{27}\ (\Omega) = \frac{U_{be} \cdot E_7\ (V)}{0{,}7 \cdot n \cdot p(W)}$, în care U_{be} este tensiunea de deschidere a tranzistorului T_{17} cuprinsă între 0,25 și 0,35 V pentru tranzistoarele cu germaniu și între 0,65 și 0,75 V pentru tranzistoarele cu siliciu. E_7 este tensiunea de alimentare a lămpilor, n este numărul lămpilor din grupa controlată și P este puterea electrică a unei lămpi. Se poate considera produsul n·P reprezentînd puterea electrică totală a grupei de lămpi supuse controlului. Curentul prin R_{27} este $I_{(A)} = \frac{1{,}1\ n \cdot P(W)}{E_7(V)}$.

Exemplu: Pentru E = 12 V, n = 2 și P = 21 W, rezultă pentru tranzistorul T_{17} cu germaniu $R_{27} = \frac{0{,}3 \cdot 12}{0{,}7 \cdot 2 \cdot 21} = 0{,}12\ \Omega$, sau analog, pentru tranzistorul cu siliciu (T_{17} = BD–136) $R_{27} = 0{,}23\ \Omega$. În ambele cazuri $I_{27} = \frac{1{,}1 \cdot 2 \cdot 21}{12} = 4$ A.

SÎNT MOTOCICLETELE MAI PERICULOASE ?

Este înrădăcinată părerea că autovehiculele biciclu sînt foarte periculoase, fapt care a restrîns considerabil utilizarea lor în ultimele două decenii. Iată însă că **P. Husak,** un cunoscut specialist praghez în construcția de motociclete, și-a asumat dificila sarcină de a demonstra contrariul.

Efectuînd o considerabilă operațiune de cercetare a incidentelor stradale prin instrumentaj statistic, prin filmare și cu ajutorul televiziunii, el a adunat date cu ajutorul cărora a construit curbele de frecvență din figură, în care se exprimă frecvența incidentelor stradale la 100 de vehicule înregistrate între anii 1970—1982. Se observă că principalul responsabil în producerea de accidente de circulație îl constituie autobuzele, în timp ce vehiculele pe două roți se situează pe ultimul loc. Cercetarea, întreprinsă în condițiile de trafic din R.S. Cehoslovacă, pare să ateste că de vreme ce din autovehiculele biciclu numai 2,6‰ au produs accidente în anul 1982, ele sînt mult mai sigure decît autoturismele a căror cotă s-a situat la 20‰! Concluzia este totuși discutabilă, dacă se observă că prezența motocicletelor și motoretelor în eșichierul urban este mult mai rară decît a celorlalte mașini. Pe de altă parte, numărul de kilometri parcurși anual de o motocicletă este mult mai mic decît cel al unui autobuz urban, de exemplu. În sfîrșit, cifrele mai sînt viciate în evoluția lor de la un an la altul și de faptul că numărul celorlalte autovehicule crește neîncetat, în timp ce numărul vehiculelor cu două roți înscrise în circulație a rămas aproape neschimbat în anii din urmă. Să tragem deci propriile noastre concluzii.



INGENIOZITATE

Nu de mult revista italiană „Quattro Ruote" a oferit un premiu de ingeniozitate unui constructor amator ce a realizat un dispozitiv antifurt extrem de simplu și eficace. Acesta, după cum se poate observa în figura alăturată, se compune dintr-o simplă țeavă, tăiată și sudată la un unghi de aproximativ 120°. Dispozitivul astfel obținut blochează schimbătorul de viteză și frîna de mînă, utilizînd un simplu lacăt. Pentru a putea monta lacătul se decupează o fantă și se dă o gaură perpendiculară cu un diametru ceva mai mare decît urechea lacătului.

SALONUL INTERNAȚIONAL AL AUTOMOBILULUI, PARIS, 1984

ÎNCOTRO AUTOMOBILUL?

Dr. ing. TRAIAN CANȚĂ

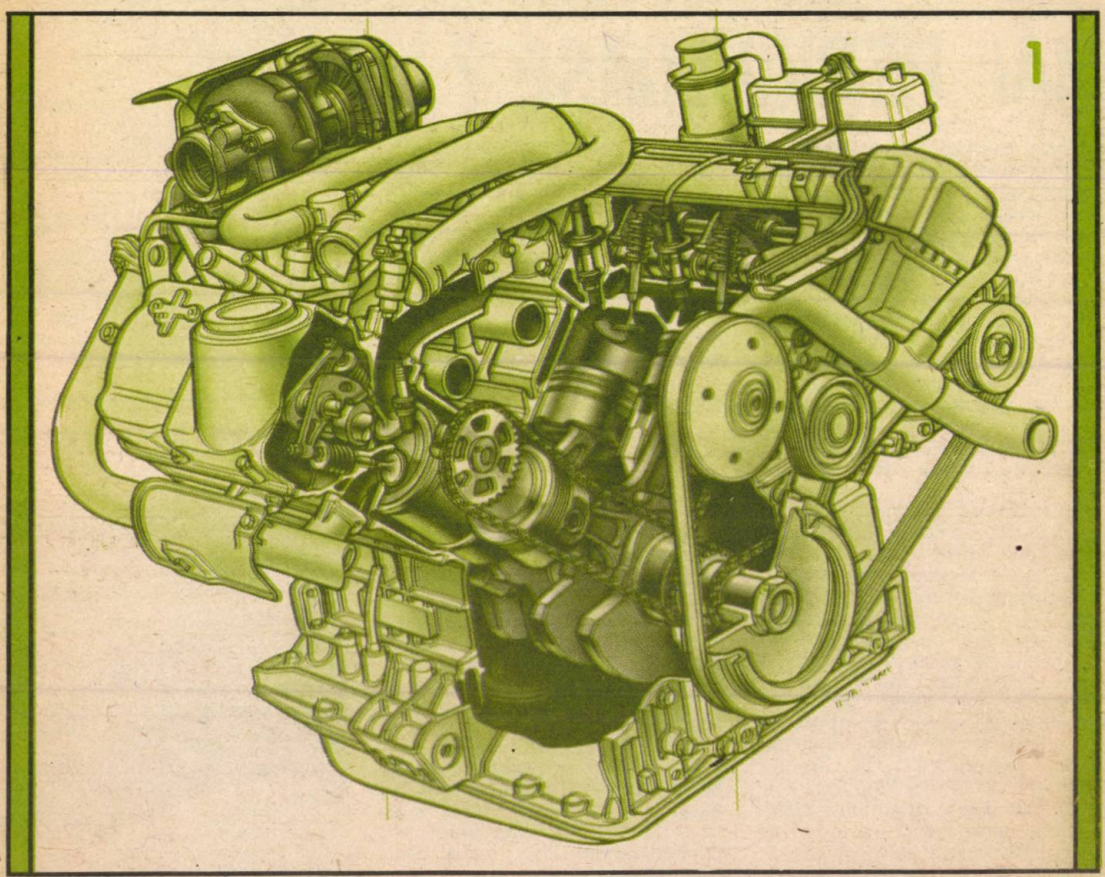
Poate că nu există domeniu cu realizări mai spectaculoase ca cel al automobilului. Dovadă faptul că la fiecare salon al automobilului (ce are loc de mai multe ori pe an!), marii constructori de automobile prezintă noutăți exclusive, ameliorări ale unor tipuri mai vechi, mostre ale viitorului, soluții noi privind economia de combustibil, protejarea mediului ambiant și a ocupanților habitaclului prin ameliorarea securității pasive și active ș.a.m.d.

În istoria zbuciumată a automobilului au existat momente de excepție printre care putem enumera: motorul cu ardere internă, dezvoltarea benzilor de fabricație în serie, tracțiunea pe puntea față, criza economică și energetică din 1973, introducerea calculatoarelor în proiectarea și realizarea automobilului, apariția roboților, introducerea electronicii.

Pînă în anul 2000, evident, aceste etape vor fi depășite și probabil soluțiile viitorului vor uimi generațiile de mîine. Cine și-ar fi putut imagina cu 10—15 ani în urmă că dimineața, cînd timpul este atît de prețios, prin telecomandă se poate deschide ușa garajului, descuia autoturismul (și chiar porni motorul, pentru a se încălzi!).

Evenimentul cel mai important, care se petrece o dată la 2 ani, este Salonul Internațional al Automobilului de la Paris, ocazie deosebită pentru constructorii de automobile de a prezenta noile tipuri.

1. MOTORUL. Calitățile cerute motoarelor de azi, cunoscute mai ales specialiștilor, se pot concretiza prin suplețe, robustețe, fiabilitate, precum și satisfacerea unor parametri tehnico-economici clasici. Pentru obținerea acestor performanțe, direcțiile de cercetare în domeniul motoarelor se pot, pe scurt,



1

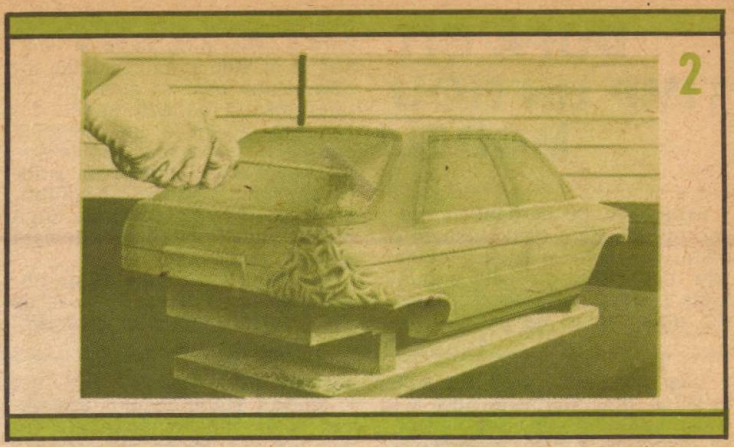
enunța prin: înlocuirea materialelor și a tehnologiilor de fabricație consacrate, studiul pentru optimizarea formei camerelor de ardere (ex.: folosirea camerelor cu flux transversal, care asigură o ardere uniformă), echilibrarea arborilor cotiți, fabricarea de biele ușoare ș.a.m.d.

În figura 1 se prezintă motorul V6-Turbo, montat pe unul din cele mai reușite automobile europene, Renault 25.

Dieselizarea este un alt fenomen care a pătruns în domeniul fabricării de motoare cu ardere internă, ajungînd actualmente la 16%. Numai în Europa au intrat în fabricație de serie peste 50 de familii de motoare diesel. Alte tendințe constructive: montarea în serie a aprinderii tranzistorizate sau electronică încorporată, folosirea injecției de combustibil cu dispozitiv de comandă electronic, aprinderea fără ruptor (contacte platinate), care elimină astfel dezavantajele delcoului clasic, motoarele supraalimentate (TURBO), sistemul electronic de întrerupere a alimentării în regim de decelerare ș.a.m.d.

În ceea ce privește propulsia autoturismelor de mîine, după unele cercetări efectuate de către Ford, datorită randamentului mult superior, viitorul aparține turbinei cu gaz. În orice caz, utilizarea ceramicelor reprezintă soluția viitorului în domeniul fabricației de motoare.

2. CAROSERIA. La proiectarea unei caroserii noi se urmăresc: greutatea, forma caroseriei, studiul și realizarea unor elemente care să asigure o securitate activă și pasivă competitivă, amplasarea optimă a unor ansambluri în zone fără vibrații, protecția anticorosivă a caroseriei.


2

Prima machetă — după Renault — a caroseriei se face din plastilină (fig. 2 și fig. 3 la scara 1/5), proiectarea în continuare a sculelor și a caroseriei se face „asistată de calculator". Cea mai eficace metodă la ora actuală este proiectarea prin fotogrammetrie pentru a evita unele erori inerente.

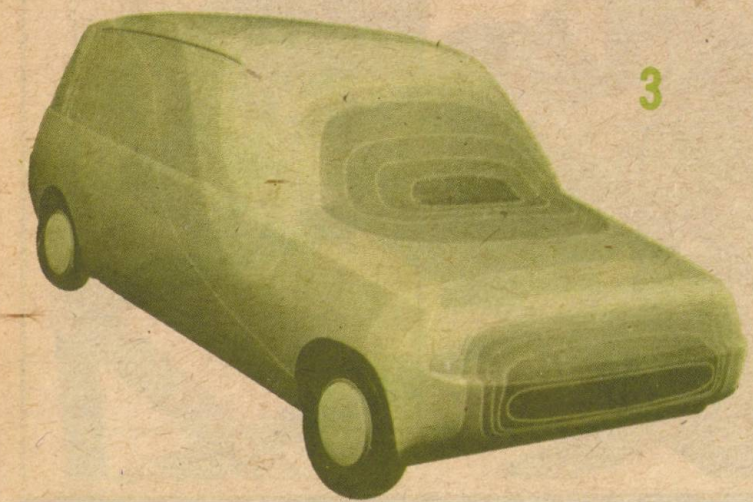
Amplasarea și definirea ergonomică a postului de conducere au devenit o adevărată știință, studiindu-se cele mai mici amănunte pe prototipuri (fig. 4), precum și pe primele autoturisme prin stereofotogrammetrie — procedeu Renault —, cu care ocazie, cu ajutorul unei căști-cameră video, fixată în fața ochilor conducătorului auto, printr-un spot luminos martor, se determină exact unghiurile „moarte" în diferite situații care pot apărea la volan.

O preocupare a carosierilor este aceea de a realiza o protecție anticorosivă eficace prin diferite soluții: folosirea de table zincate și de grosime mai mare în zonele expuse frecvent la coroziune, depunerea grundului prin electroforeză (fig. 5), extinderea și folosirea corectă a masticării, tectilizării ș.a.

3. MATERIALE. O altă preocupare a constructorilor de automobile este de a reduce greutatea caroseriei, parametru care afectează consumul de combustibil și prețul noului automobil. După unele cercetări americane, privitor la utilizarea de materiale noi în viitorii 10 ani, se va trece la utilizarea masivă a materialelor plastice (creștere de 77% pînă la 136 kg/auto), a aluminiului (90 kg/auto) și a oțelurilor de înaltă rezistență (creștere de 54% pînă la 159 kg/auto).

Iată cîteva exemple de inovații în domeniul materialelor: folosirea de bare de protecție profilate din bandă, introducerea în fabricație a pulberilor sinterizate din mangan și crom în loc de nichel și molibden (mult mai costisitoare), elaborarea de oțeluri de cimentare superioare și a tablelor de oțel laminate la rece, înlocuirea aluminiului cu magneziul, care este mult mai ușor (Ford, 15 kg/auto, 1985).

MATERIALE PLASTICE. Se prevăd următoarele înlocuiri de piese: panouri, aripi, capote, cadru, scaun (se reduce cu zeci de kg), prin folosirea de foi de poliester armate cu fibre de sticlă, injecție de poliuretan ș.a. Fiat a redus greutatea autoturismului RITMO cu 20% prin folosirea de mase plastice pe modelul VSS (Vettura Sperimentale Sottosistemi), ajungînd la 122 kg. fața de 230—240 kg, greutatea normală


3

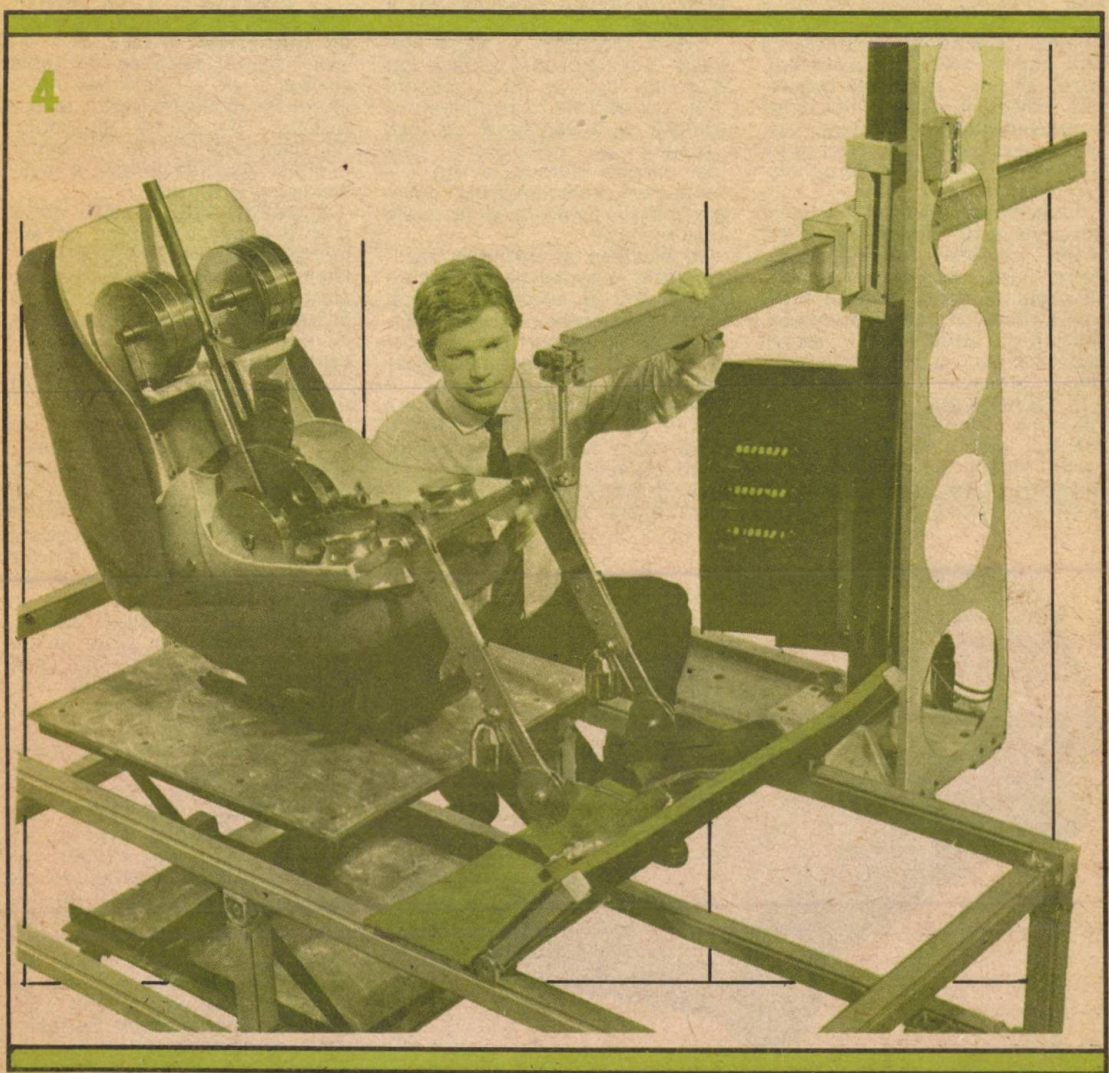
DUPĂ CÎT TIMP UN NOU MODEL?

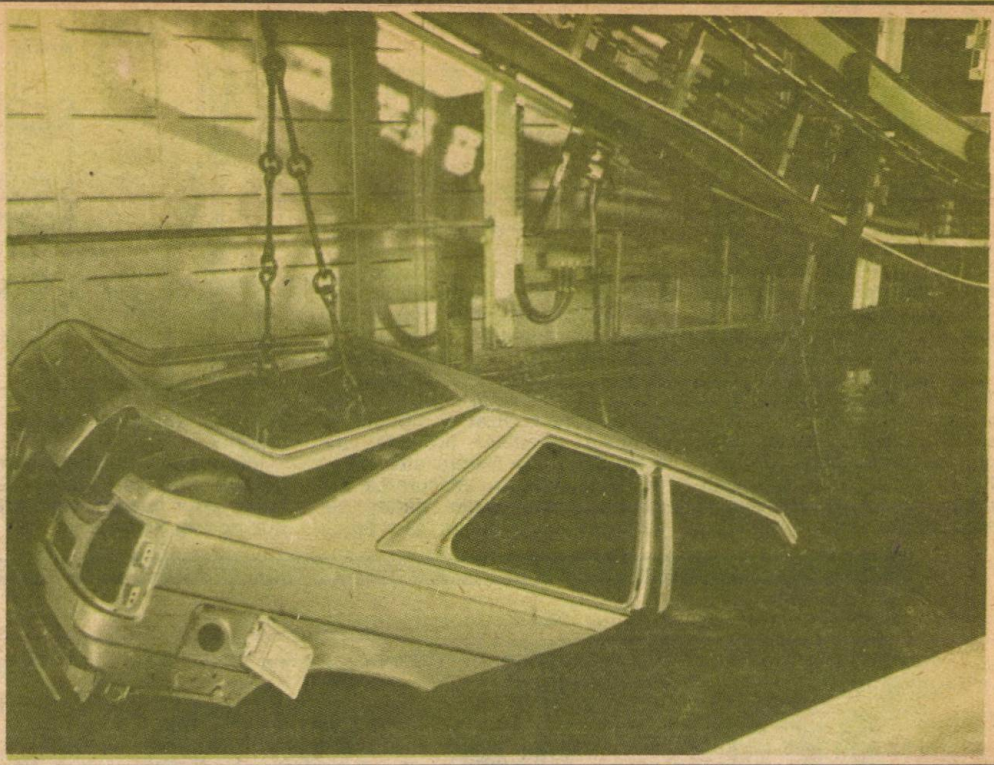
Experienţa de aproape un secol de utilizare a automobilului a arătat că pentru a împăca cerinţele publicului cu cele industriale şi de progres tehnic, crearea noilor tipuri de autoturisme trebuie supusă unei periodicităţi care a variat pînă acum în timp, dar şi în funcţie de condiţiile locale. După părerea specialiştilor unui institut de automobile din Uniunea Sovietică, în condiţiile cerinţelor economiei socialiste, în principiu, un model de autoturism trebuie să rămînă în fabricaţie 10—12 ani, perioadă după care producţia trebuie orientată spre un nou model.

Afirmaţia este sprijinită pe observaţia că în acest interval de timp dotările fabricilor în maşini şi utilaje trebuie să fie reînnoite ca urmare a uzurii fizice şi morale şi a necesităţii perfecţionării proceselor tehnologice. Tot în acest interval de timp vehiculele parcurg în medie 150 000—170 000 km, adică ajung la limita reparaţiei capitale. Cum o astfel de operaţiune este, de regulă, mai costisitoare şi mai supărătoare decît construcţia unui vehicul nou, rezultă că o dată la un deceniu vom avea, în medie, un model de autoturism absolut nou.

a unei caroserii. După Renault, în viitor, tipul ESPACE, care are o caroserie din tablă şi poliester, va răspunde la toate necesităţile preconizate astăzi pentru autoturismul viitorului.

Viitorul automobilului este legat şi de alte domenii, care vor domina şi conduce atît procesul de fabricaţie, cît şi exploatarea automobilului (electronica, informatica ş.a.), de folosirea energiei electrice în locul carburanţilor de astăzi ş.a.m.d.





BENZINĂ ÎN MOTORUL DIESEL

Diseminarea spectaculoasă a motorului diesel în tracțiunea rutieră de puteri tot mai coborîte este, evident, justificată de faptul că, la aceeași putere instalată, acest agregat energetic are consumuri de combustibil considerabil mai mici, mai ales în traficul urban, față de ruda sa apropiată, motorul cu benzină. Unul din avantajele esențiale ale motorului diesel se concretizează în anotimpurile reci: în condiții de temperatură coborîtă, pentru pornire și încălzire motorul cu carburator reclamă un amestec foarte bogat în benzină, fapt care, bineînțeles, afectează consumul. Motorul diesel nu pretinde așa ceva și de aceea consumul său de combustibil la pornire și în perioada de încălzire este cu 50% mai mic, îndeosebi iarna.

Ceea ce s-a știut mai puțin însă este faptul că, la temperaturi coborîte, parafinele din masa lichidă a motorinelor se aglomerează în formații filiforme, care pot bloca filtrele de motorină și chiar provoacă întrepenirea elementelor de precizie ale pompelor de injecție. De aceea producătorii aditivează motorinele pentru ca acestea să nu-și piardă proprietățile fizice pînă către −15°C. Sub aceste temperaturi însă aditivii devin neputincioși.

Iată de ce se recomandă ca în cazul perioadelor cu temperaturi excesiv de coborîte în motorină să se adauge o cantitate oarecare de benzină a cărei mărime depinde de intensitatea frigului. Se apreciază, de exemplu, că adăugînd 30% benzină normală (COR = 90) în motorină, combustibilul rezultat se comportă foarte bine pînă la −25°C.

SFATURI

Tablourile în acuarelă sau guașă și desenele în tuș se curăță frecînd ușor suprafața cu miez de pîine moale, după care se lustruiesc cu o cîrpă uscată.

La fel se curăță și **desenele în creion,** numai în zonele fără desen.

Ramele tablourilor necesită și ele o întreținere specială. Cele din lemn vopsit se spală cu apă cu detergent sau săpun, se clătesc cu apă rece și se șterg cu o cîrpă uscată. Apoi se ceruiesc și se lustruiesc după uscarea cerii.

Ramele din lemn nevopsit se șterg cu un tampon înmuiat în lapte dulce. Se lustruiesc după uscare cu o cîrpă moale.

Curățarea ramelor din bronz se realizează cu un postav înmuiat în terebentină, la care se adaugă cîteva picături de ulei. Pensularea ramelor cu albuș de ou conferă acestora un luciu plăcut.

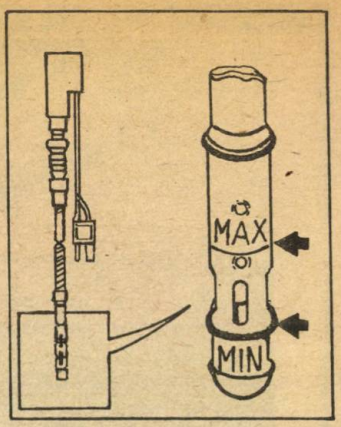
Tot cu terebentină sau cu spirt medicinal se curăță ramele aurite. După uscare se lustruiesc cu o cîrpă moale.

JOJĂ ELECTRONICĂ

În ultima vreme, bordul automobilelor este inundat tot mai mult de o mulțime de aparate și dispozitive electrice sau electronice — uneori chiar și computerizate — pentru măsurarea, controlul, afișarea sau avertizarea conducătorului în ceea ce privește funcționarea sau starea unor părți ale vehiculului. Indicații privind plinul de combustibil, nivelul și starea uleiului, grosimea garniturilor de frînă, presiunea din pneuri, nivelul consumului de combustibil, precum și altele privitoare la siguranța circulației sînt tot mai frecvent și insistent oferite optic sau acustic conducătorului auto.

Pentru a avea precizia necesară, posibilitatea tehnologică de realizare și siguranță funcțională, traductoarele și dispozitivele de prelucrare și afișare trebuie să aibă construcții extrem de riguros elaborate, nu și un preț descurajant.

Un astfel de dispozitiv, simplu și sigur, pentru determinarea și ridicarea nivelului uleiului din motor este realizat și montat pe ultimele modele produse de firma FIAT. La extremitatea obișnuitei joje pentru măsurarea nivelului uleiului din carter se montează un traductor care funcționează după principiul plutitoarelor.

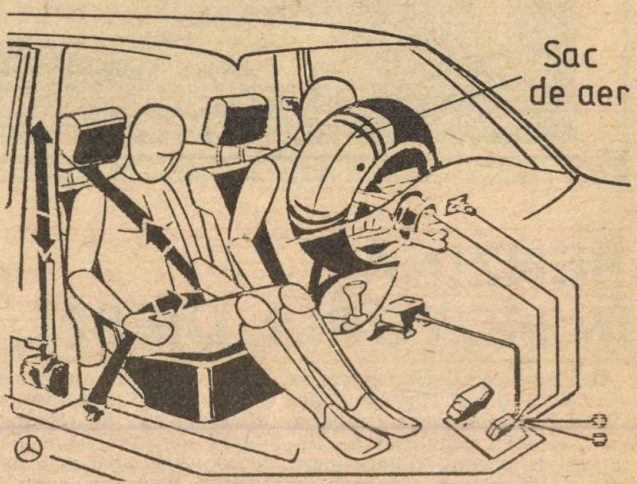


Informația electrică furnizată de traductor este transmisă prin cablu unui aparat de afișare dispus pe tabloul de bord.

SAC DE AER

Deși combătut la timpul său, sacul gonflabil **airbag** și-a făcut din nou apariția. Specialiștii firmei **Mercedes-Benz** sînt de părere că un astfel de dispozitiv încorporat în volan, care în momentul producerii accidentului de circulație se umflă brusc, asociat cu antena de siguranță ridică mult gradul de protecție a capului și torsului șoferului împotriva rănirilor.

Interesant de observat este că pentru protejarea pasagerului de pe bancheta din față amintita firmă prevede numai centura de siguranță.



COMANDĂ ELECTRONICĂ

Firma **Mitsubishi** (Japonia) a pus la punct un motor cu comandă originală a distribuției. Noua variantă, denumită **Sirius Dash Motor,** are un arbore cu came dispus în chiulasă și cîte trei supape pentru fiecare cilindru: două de admisiune și una de evacuare. Primele două supape, dispuse în V, sînt identice dimensional, dar acționarea lor este diferită. Una dintre ele este pusă în mișcare direct de arborele cu came; cealaltă supapă de admisiune este acționată de un dispozitiv hidraulic care poate cupla la o comandă electronică coada supapei cu culbutorul ce stă în contact cu cama de aspirație. Această comandă intervine începînd de la cca 2 500 rot/min și are rolul de a mări coeficientul de umplere a cilindrului cu amestec proaspăt.

În producția de serie, sistemul de distribuție denumit **Dual Action Super Head** (chiulasă de înaltă putere cu dublă acțiune) a fost aplicat pe autoturismul **Mitsubishi Station Turbo,** care este echipat cu un motor cu aprindere prin scînteie, turbo supraalimentat cu răcire intermediară a amestecului — ultima soluție avînd și ea un caracter de premieră. Despre eficiența noii concepții a acționării supapelor de admisiune cifrele vorbesc foarte elocvent: motorul standard, cu cilindreea de 2 l, produce 150 CP la 5 500 rot/min, în timp ce noua variantă, la aceeași turație, are 200 CP!

LABORATOR

INDICATOR
DE TENSIUNE CU LED

Ing. V. CIOBĂNIȚĂ, YO3APG

În figura 1 se prezintă un circuit astabil, ce poate fi folosit și drept indicator de prezență a tensiunii de alimentare în diverse montaje realizate de amatori. Dioda electroluminescentă (LED), montată în colectorul tranzistorului T_2, va lumina intermitent, cu o frecvență determinată de valorile rezistențelor R_4, R_5 și a condensatorului C.

Rezistențele R_2 și R_3 stabilesc intensitatea luminoasă, întrucît de valoarea lor depinde și curentul maxim ce trece prin diodă (curentul din perioada cît tranzistorul T_2 este saturat). Lucrînd în impulsuri, consumul mediu este mult redus, ceea ce poate constitui un avantaj față de soluția clasică, ce constă în conectarea în serie a diodei LED cu o rezistență de limitare.

Montajul constituie, în principiu, un triger Schmitt, la care s-a introdus un circuit de reacție și temporizare: R_4, R_5 și C.

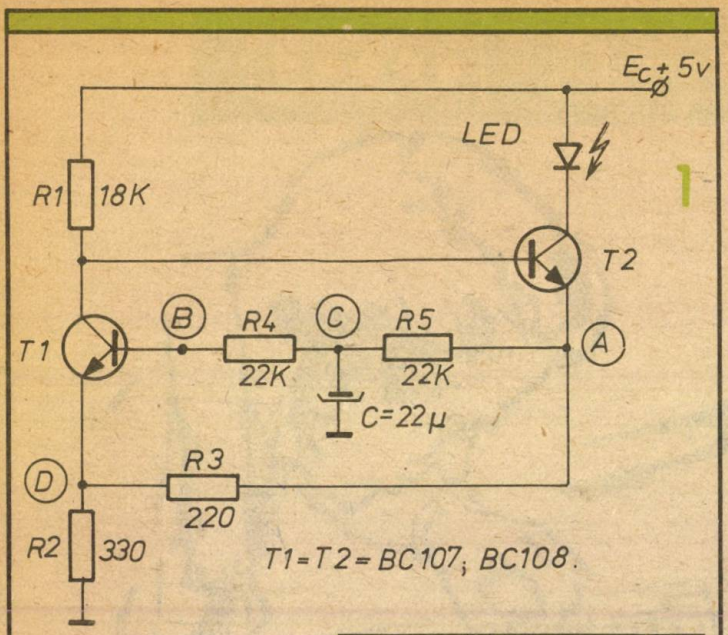
Cele două tranzistoare lucrează în comutație, deschizîndu-se sau blocîndu-se pe rînd.

Dacă tranzistorul T_2 este deschis, tensiunea în punctul A crește la aproximativ: $E_c - U_{LED} = 3{,}4$ V și condensatorul C începe să se încarce exponențial prin R_5.

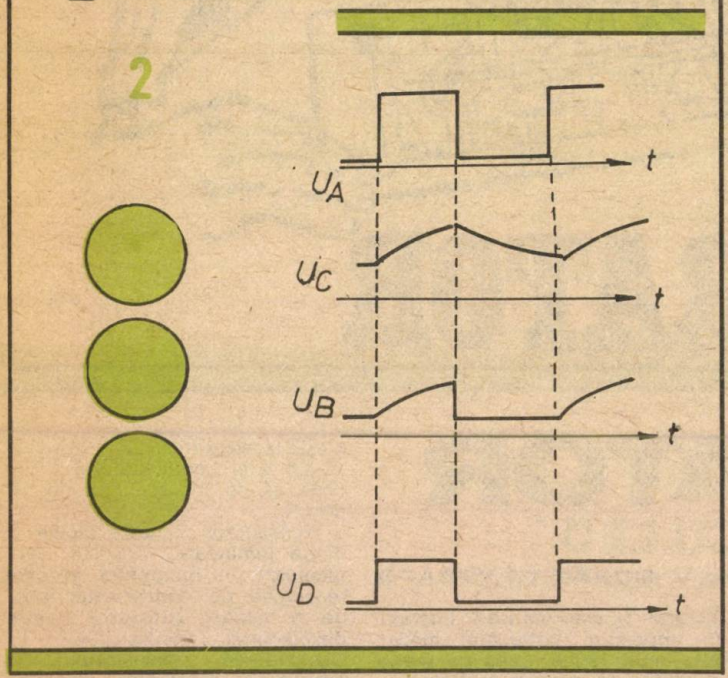
Tranzistorul T_1 este blocat și dioda luminează. Această stare încetează în momentul în care tensiunea pe condensator atinge o valoare suficientă pentru deschiderea tranzistorului T_1. Deschiderea tranzistorului T_1 determină scăderea tensiunii din colector și blocarea lui T_2.

Procesul se desfășoară în avalanșă, datorită reacției pozitive asigurate de R_2. Condensatorul începe să se descarce prin R_4, R_5, R_3 și R_2, deci cu o constantă de timp mai mică decît la încărcare. Dioda LED este stinsă, iar consumul montajului este foarte redus.

Cînd tensiunea pe condensator scade la cca 0,7 V, tranzisto-



1



2

rul T_1 se blochează și întregul ciclu se repetă.

În figura 2 se prezintă formele de undă din principalele puncte ale schemei. Valorile componentelor nu sînt critice. De exemplu, R_4 și R_5 pot avea valori între 10 și 27 kΩ; condensatorul C = 47 μF, respectiv 22 μF; R_1 = 10—27 kΩ. De asemenea, R_2 și R_3 pot avea valori cuprinse între 51 și 510 Ω, dar curentul maxim se va modifica între 25 și 3 mA.

Cu valorile din figura 1, perioada de oscilație este aproximativ de 2 s.

Desigur, pentru alte tensiuni de alimentare, valorile componentelor se vor redimensiona corespunzător.

BIBLIOGRAFIE

Wireless World, 9/1979

În numeroase aplicații sînt necesare generatoare de impulsuri a căror frecvență de ieșire trebuie să depindă liniar de tensiunea aplicată la bornele de intrare. Conversia tensiune-frecvență se folosește ca metodă simplă de transformare a semnalelor analogice în forme echivalente, numerice. Ieșirea unui astfel de convertor constă în trenuri de impulsuri a căror frecvență de repartiție este direct proporțională cu amplitudinea tensiunilor de intrare. Cînd semnalele de ieșire au forme simetrice, circuitele se mai numesc și oscilatoare controlate în tensiune. Parametrii principali ce caracterizează un convertor tensiune—frecvență sînt: nivelul minim și maxim al tensiunii de intrare; intervalul de variație a frecvenței de ieșire; liniaritatea și nivelul tensiunii de ieșire.

În continuare se prezintă două asemenea convertoare, realizate după scheme simple, devenite clasice; ele prezintă performanțe foarte bune și nu necesită componente speciale.

Montajul (fig. 1) conține două amplificatoare operaționale și un tranzistor. Primul amplificator operațional funcționează ca integrator cu dublă pantă. Sensul de integrare este determinat de starea de conducție sau blocare a tranzistorului T. Comanda deschiderii sau blocării acestui tranzistor, adică comanda schimbării sensului de integrare, este dată de ieșirea comparatorului de nivel, comparator realizat cu al doilea amplificator operațional. Funcționarea schemei este relativ simplă și se poate înțelege dacă se urmăresc formele de undă din figura 2. Cu U_p s-a notat tensiunea de prag a comparatorului, adică tensiunea determinată de poziția cursorului rezistenței semireglabile R_6, iar cu U_A, U_B și U_C tensiunile în punctele marcate corespunzător pe schemă.

Cînd tensiunea de ieșire a integratorului (U_B) atinge tensiunile de prag ($\pm U_p$), comparatorul își schimbă starea la ieșire și comandă, prin R_7, tranzistorul comutator. Impulsurile pozitive deschid tranzistorul, iar cele negative sînt limitate de dioda D_1.

Integratorul funcționează astfel în două moduri, după cum tranzistorul este blocat sau deschis.

Cu tranzistorul blocat, pe intrarea inversoare a integratorului, prin R_3 și R_4 se aplică tensiunea U_1 de la intrare, iar pe intra-

CONVERTOARE TENSIUNE~FRECVENȚĂ

rea neinversoare o parte a acesteia:

$$U_1 = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot U_x$$

Întrucît amplificatorul operațional integrator se consideră ideal, tensiunea U_B de la ieșirea sa are expresia:

$$U_B(t) = -\frac{1}{(R_3 + R_4)C} \int (U_x - U_1)dt$$

Întrucît tensiunile de intrare au valori constante, pe intervalul $(t_0; t_1)$, tensiunea $U_B(t)$ variază liniar, și anume:

$$U_B(t) = -\frac{1}{(R_3 + R_4)C} \cdot \left(1 - \frac{R_2}{R_1 + R_2}\right) \cdot U_x \cdot t + U_p$$

În planul (U; t), acesta reprezintă ecuația unei drepte de pantă negativă. Cînd tensiunea $U_B(t)$ atinge valoarea $-U_p$ și ieșirea comparatorului devine pozitivă, se deschide tranzistorul T.

Integratorul funcționează acum avînd pe intrarea neinversoare aceeași tensiune U_1, iar pe intrarea inversoare nivelul zero, întrucît punctul comun al rezistențelor R_3 și R_4 este scurtcircuitat prin tranzistor la masă. Variația tensiunii $U_B(t)$ este descrisă acum de o dreaptă cu pantă pozitivă, și anume:

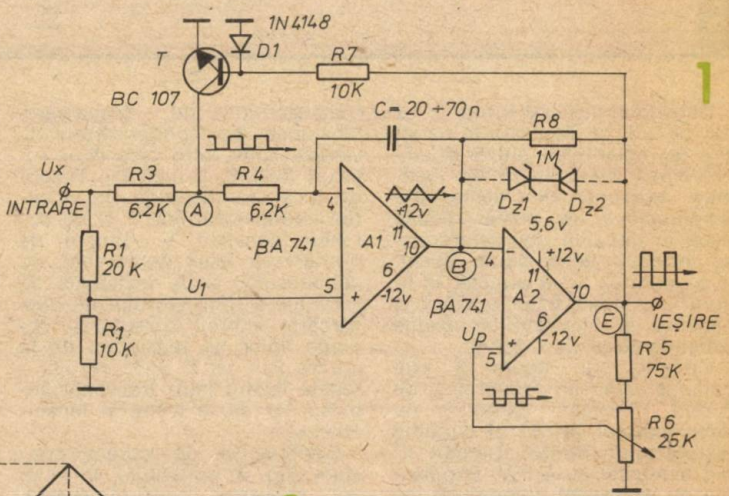
$$U_B(t) = \frac{1}{R_3C} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot U_x \cdot t - U_p$$

Înlocuind în cele două ecuații momentele: t_0; t_1 și t_2, cînd tensiunea U_B devine egală cu: $+U_p$; $-U_p$ și respectiv $+U_p$, se obțin timpii T_1 și T_2, a căror sumă reprezintă de fapt perioada impulsurilor de la ieșirea convertorului, și anume:

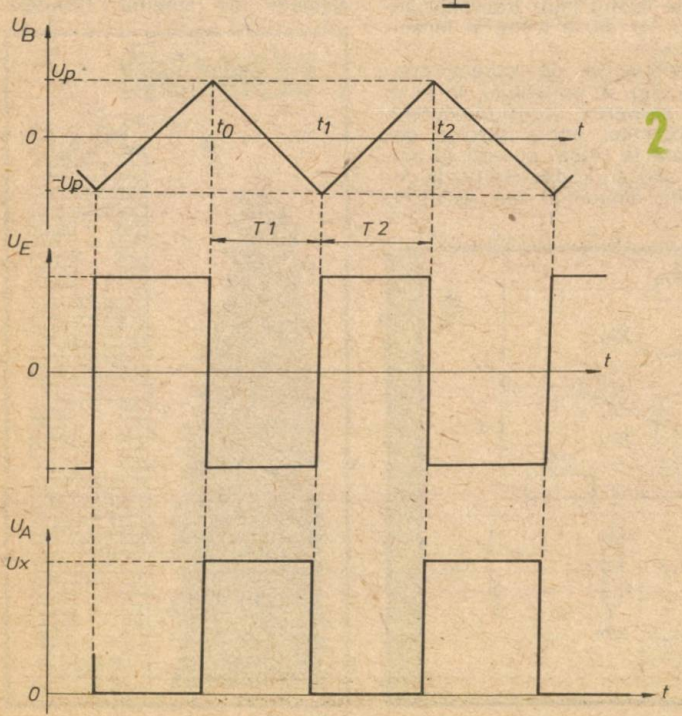
$$T_1 = 2(R_3 + R_4) \cdot \frac{R_1 + R_2}{R_1} \cdot C \cdot \frac{U_p}{U_x}$$

$$T_2 = 2 \cdot R_4 \cdot C \cdot \frac{R_1 + R_2}{R_2} \cdot \frac{U_p}{U_x}$$

Se observă că dacă $R_1 = 2R_2$ și $R_3 = R_4$, se obține: $T_1 = T_2 = 6R_3C \cdot \frac{U_p}{U_x}$, ceea ce explică



1



2

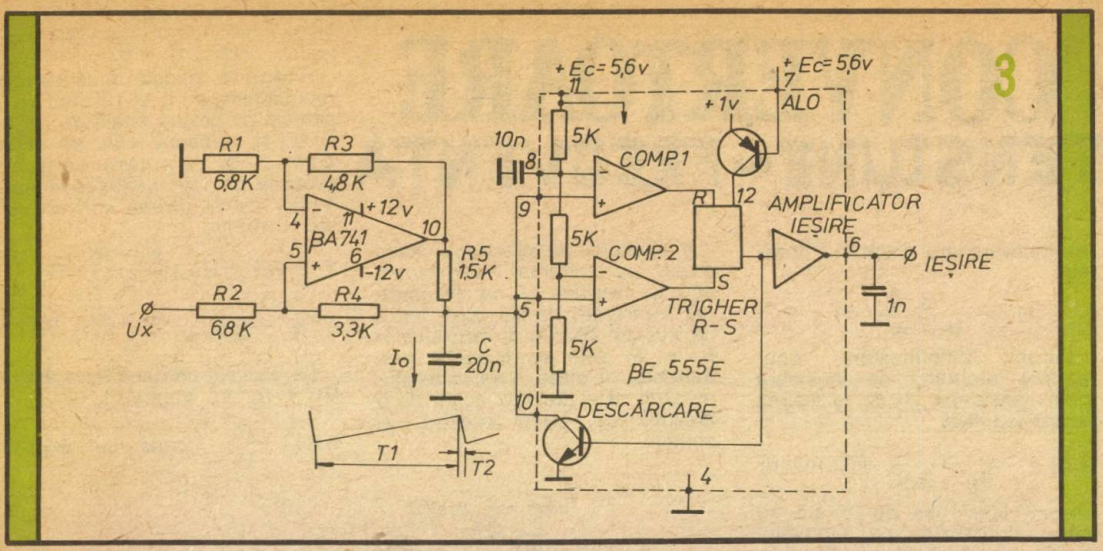
forma perfect simetrică a impulsurilor triunghiulare și dreptunghiulare de montaj. Bineînțeles, nerespectarea egalităților de mai sus conduce la modificarea factorului de umplere al impulsurilor de ieșire. De exemplu, R_2 foarte mic (68 Ω) determină T_1 mult mai mare decît T_2 și invers.

Scriind frecvența impulsurilor, se observă că aceasta depinde liniar de tensiunea de intrare: U_x.

$$f = \frac{1}{T} = \frac{1}{12R_3C} \cdot \frac{U_x}{U_p}$$

Astfel, domeniul de variație al frecvenței de ieșire se poate fixa prin alegerea corespunzătoare a valorilor componentelor pasive din circuitul de integrare, precum și a pragului de comparare.

Cu valorile din figura 1, variația frecvenței este redată în figura 5.



Consumul măsurat a fost ± 1,2 mA la ± 12 V. Impulsurile de ieşire au polaritatea dublă şi amplitudinea determinată de mărimea tensiunii de alimentare. Amplitudinea se poate reduce dacă în circuitul comparatorului se introduc două diode Zener, după cum se arată punctat în figura 1. Amplitudinea pozitivă şi negativă a impulsurilor devine astfel egală cu: $U_z + 0{,}7$ V.

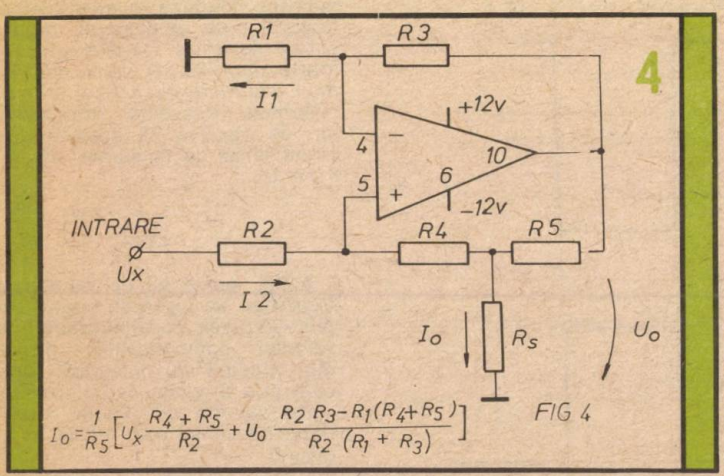
Circuitul din figura 3 este compus dintr-un generator de curent constant, construit cu amplificatorul βA741 şi circuitul temporizator βE555. Ultimul fiind alimentat cu 5,6 V, impulsurile de ieşire sînt compatibile cu nivelurile TTL.

Se observă că, avînd intrările celor două comparatoare conectate împreună cu colectorul tranzistorului de descărcare, tensiunea pe condensatorul C variază liniar între cele două niveluri (0,33 E_c şi 0,66 E_c). Timpul de încărcare depinde de valoarea condensatorului C şi de curentul constant I_0. Timpul de descărcare este determinat de condensator şi de rezistenţa de saturaţie a tranzistorului de descărcare. Întrucît curentul I_0 depinde liniar de tensiunea de la intrare (U_x), iar $T_1 \gg T_2$, rezultă o relaţie liniară între frecvenţa impulsurilor de la ieşire şi tensiunea U_x.

Generatorul de curent constant (fig. 4) constituie, în fond, un convertor tensiune-curent, ce permite, într-o sarcină conectată la masă, curenţi în ambele sensuri şi care se poate comanda diferenţial sau asimetric (cum este cazul în montajul de faţă). Calculînd curentul de ieşire I_0 pentru cazul în care este îndeplinită condiţia: $R_2 \cdot R_3 = R_1 (R_4 + R_5)$, se obţine o relaţie simplă:

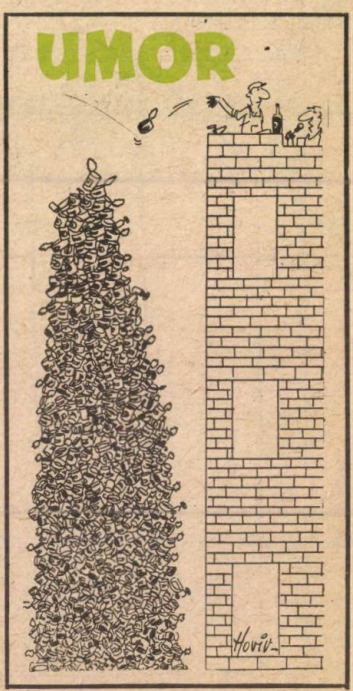
$$I_0 = \frac{R_3}{R_1 \cdot R_5} U_x$$

Rezultă deci proporţionalitatea curentului din sarcină cu tensiunea de la intrare şi independenţa lui faţă de valoarea rezistenţei de sarcină. Condiţia



$$I_0 = \frac{1}{R_5}\left[U_x \frac{R_4 + R_5}{R_2} + U_0 \frac{R_2 R_3 - R_1(R_4 + R_5)}{R_2 (R_1 + R_3)}\right]$$

FIG 4



impusă pentru valorile rezistențelor se poate îndeplini simplu, dacă:

$R_1 = R_2$;

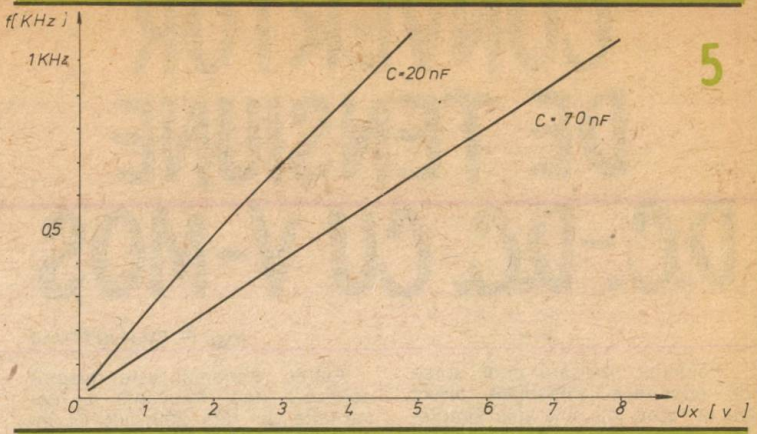
$R_3 = R_4 + R_5$

Aceste condiții trebuie îndeplinite cu rigurozitate și din această cauză rezistența R_3 este formată din două componente conectate în serie și având valorile egale cu R_4 și, respectiv, R_5.

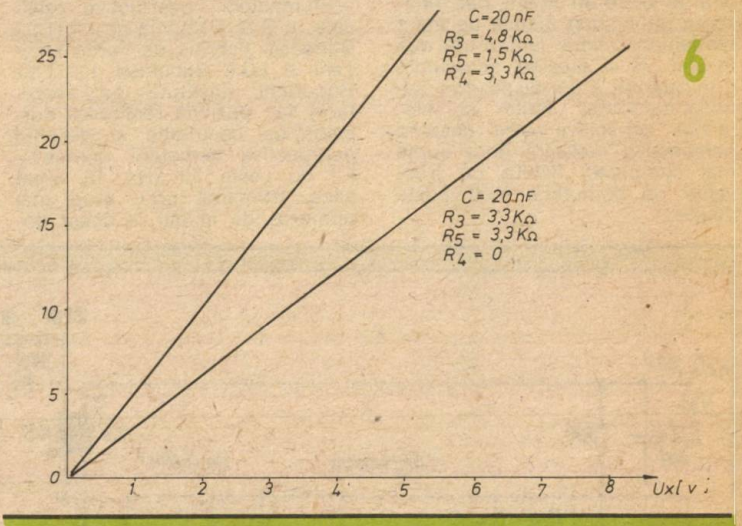
Se utilizează rezistențe cu peliculă metalică și toleranță cît mai strînsă, întrucît de împrăștierea valorilor depinde mărimea rezistenței de ieșire a sursei de curent constant. Teoretic, pentru condițiile de mai sus, rezistența de ieșire este infinită, proprietate ce caracterizează doar sursele de curent ideale.

Pentru întregul montaj, consumul măsurat este ± 1,5 mA pentru tensiunile de ± 12 V și 4 mA pentru tensiunea de 5,6 V cu care se alimentează circuitul βE555. Condensatorul de 1 nF de la ieșire elimină eventualele comutări parazite ce caracterizează conectarea porților TTL la circuitul βE555. Tensiunea de 5,6 V se obține cu ajutorul unei diode Zener de 5,6 V conectată printr-o rezistență de 510 Ω la +12 V.

Liniaritatea este bună, după cum se observă în figura 6. Dacă se dorește un alt domeniu de variație a frecvenței, se va schimba condensatorul C sau rezistențele ce determină curentul I_o.



5



6

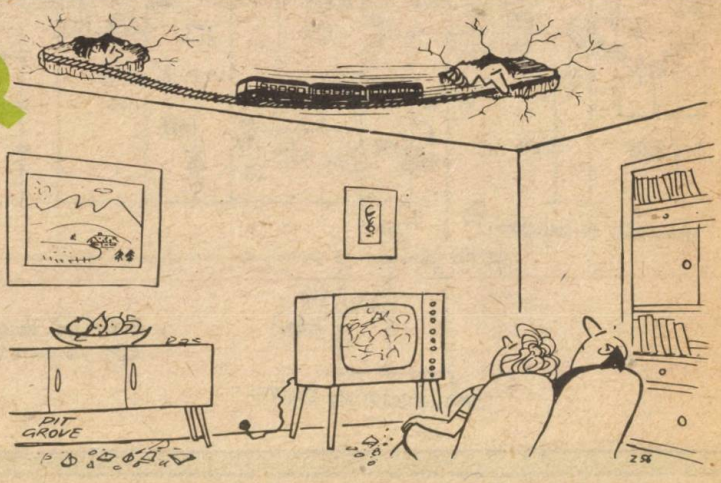
BIBLIOGRAFIE

M. Herpy, Analog Integrated Circuits, 1980

A. Manolescu, Circuite integrate liniare, 1984

* * * Radio Televizia Elektronika, 8/1983

UMOR



— Mă scuzați, dar fiul meu își dorea un metrou!

CONVERTOR DE TENSIUNE D.C.-D.C. CU V-MOS

Ing. F. DUMITRIU

Problema realizării unor surse de comutație alimentate direct de la rețea, ca și a mai simplelor convertoare de tensiune D.C.—D.C. este o problemă veche de peste 30 de ani, dar realizarea unor surse fiabile de mare randament relativ ieftine s-a pus în anii '70 și prezintă actualitate prin apariția a noi dispozitive semiconductoare, ferite și elemente capacitive care deschid perspectiva realizării unor surse mai compacte, fiabile, cu frecvențe de comutație mult peste 20 kHz.

Astfel, domeniul este deschis realizării unor frecvențe de comutație de 100—200 kHz și, într-o perspectivă nu prea îndepărtată, mergînd pînă la 1 MHz.

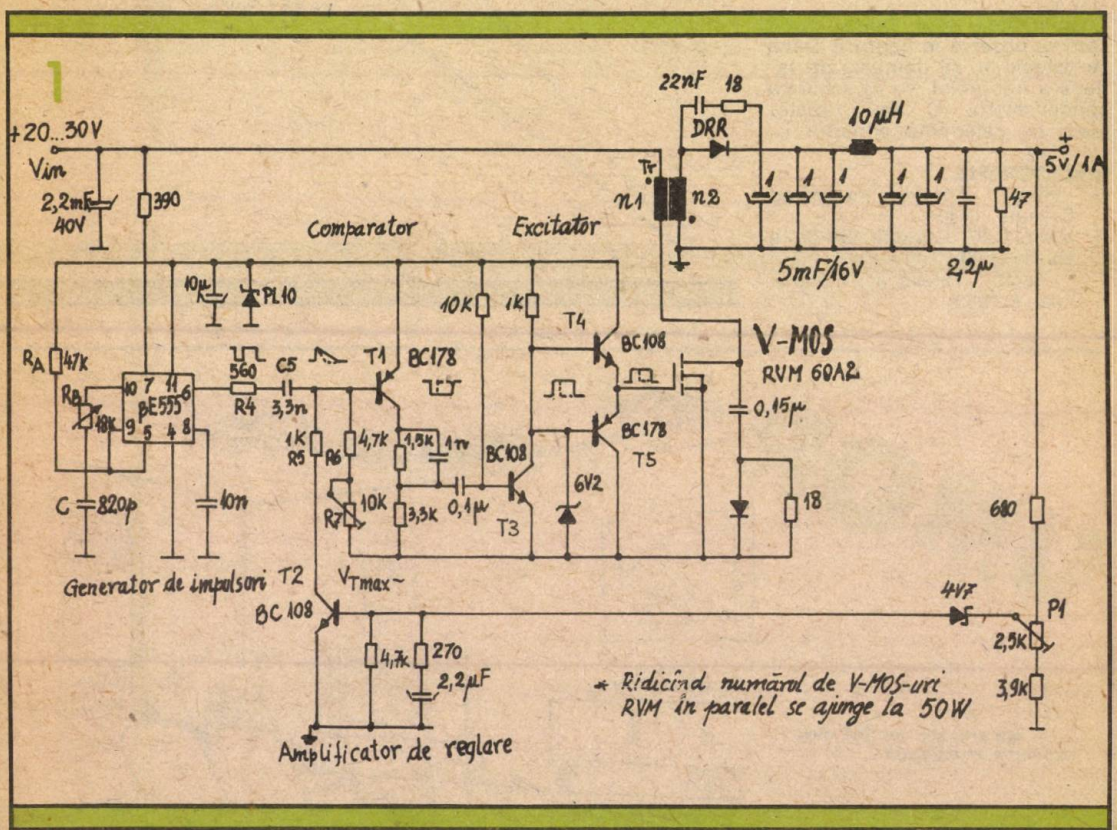
Elementele constructive realizate în R.S. România de I.P.R.S.-Băneasa, Fabrica de Ferite Urziceni și I.C.E.-București, I.C.C.E.-București (institute de cercetare) fac posibilă realizarea surselor de comutație și deschid perspectiva cercetării domeniului de peste 30 kHz. În acest sens, formarea unui grup mai numeros de inițiați în acest domeniu familiarizează electroniștii atît cu problemele de comutație în dispozitivele semiconductoare de putere, cît și cu un element ce nu lipsește din componența tuturor aparatelor electronice care vor să țină pasul cu tendințele actuale de economie de energie. Proliferarea convertoarelor D.C.—D.C. în televizoare, osciloscoape, calculatoare, pentru a arăta doar trei din aparatele ce le conțin, ne indică, multiplicat cu ordinul a sute de mii, importanța acestora.

Prezentăm în acest sens elemente constructive privind două convertoare D.C.—D.C., a căror funcționare a fost verificată practic, legat de noua tehnologie V—MOS.

În figura 1 este arătată schema electrică a unui convertor D.C.—D.C. capabil să realizeze 5V/1A la o frecvență de comutație de peste 20 kHz pornind de la o tensiune de intrare între 20 și 30 V.

Funcționarea circuitului este coordonată de generatorul de semnal dreptunghiular realizat cu circuitul integrat βE555, cu tensiune de ieșire nesimetrică

1



Tensiunea de ieșire este diferențiată prin R4, C5 și R6 + R7 și apare ca tensiune dreptunghiulară pozitivă la intrarea tranzistorului T1. Tranzistorul T3 lucrează ca etaj inversor, tot în avans de fază, și este blocat de tensiunea de ieșire negativă a tranzistorului blocat T1; tranzistorul T4, conectat ca sursă de curent, devine conducător și capacitatea porții tranzistorului V—MOS este încărcată cu o tensiune dreptunghiulară avînd o amplitudine de cca 7V și 70... 100 ns fronturi. Cînd tensiunea de intrare a tranzistorului T1 tinde spre zero, tranzistoarele T1, T3 și T5 conduc, iar T4 este blocat. Capacitatea porții tranzistorului V—MOS este descărcată rapid prin T5.

V_{Tmax} poate fi reglată printr-o ajustare a rezistenței R7 ± 50%. Cînd este atinsă tensiunea de ieșire de ± 5V, tranzistorul T2 devine conducător prin D5, rezistența R5, în serie cu porțiunea emitor-colector, și este legat în paralel cu R6 + R7. Tensiunea dreptunghiulară, care ajunge la baza tranzistorului T1, este acum și mai puternic derivată și aceasta are drept urmare faptul că tranzistoarele T1, T3 și T5 conduc mai mult timp; deci tranzistorul T4 și tranzistorul V—MOS comandat conduc un timp mai scurt, adică, în funcție de condițiile de sarcină sau de condițiile tensiunii de intrare, lățimea impulsului de conducție prin V—MOS, și deci în transformatorul cu ferită Tr, este variată astfel încît să stabilizeze tensiunea de ieșire.

Tranzistorul V—MOS a fost dispozitivul I.C.C.E. tip RVM 60 A2, care, avînd un g_m mic, a fost necesar să fie pus în paralel cu încă 3 bucăți de același tip, putînd astfel obține performanța de 1A propusă inițial, în sarcină. Randamentul obținut a fost de 75% la V_{in} = 24 V, cu o ondulație reziduală de 50 mVvv. Variația rețelei s-a presupus 5%, la care variația curentului de ieșire este ± 5%.

Consumul părții de comandă la V_{in} = 24V este sub 1 W.

Un alt tip de convertor D.C.—D.C. propus cercurilor de electroniști este cel din figura 2.

Această schemă este utilizabilă la frecvențe de comutație de 100 kHz.

Pentru un tranzistor V—MOS avînd un cîștig g_m = 6 siemensi, se poate realiza o putere utilă de 50 W în sarcină, la un curent de 10 A. Convertorul arătat este de tip coborîtor de tensiune cu comutator serie și bobină de șoc cu memorie. Caracteristice sînt comutatorul T1, realizabil în variantele mai vechi cu tranzistor bipolar, care se leagă prin bobine de șoc L1 la ieșire, dioda de mers în gol D7 și condensatoarele de filtraj C1 și C13, care blochează (filtrează) componenta alternativă.

Pe un model simplificat, dat în figura 3, se pot da și cîteva formule de proiectare, rezultate din legile lui Kirchoff:

(1) $V_{ieșire} = (V_{in} - V_{sat} + V_D) \cdot (t_{cond}/T) - V_D$

(2) $\Delta V_{ieșire} = \Delta I_L \cdot \frac{1}{(1/8 \cdot f \cdot C_{ieș})^2 + d^2_{ieș}}$

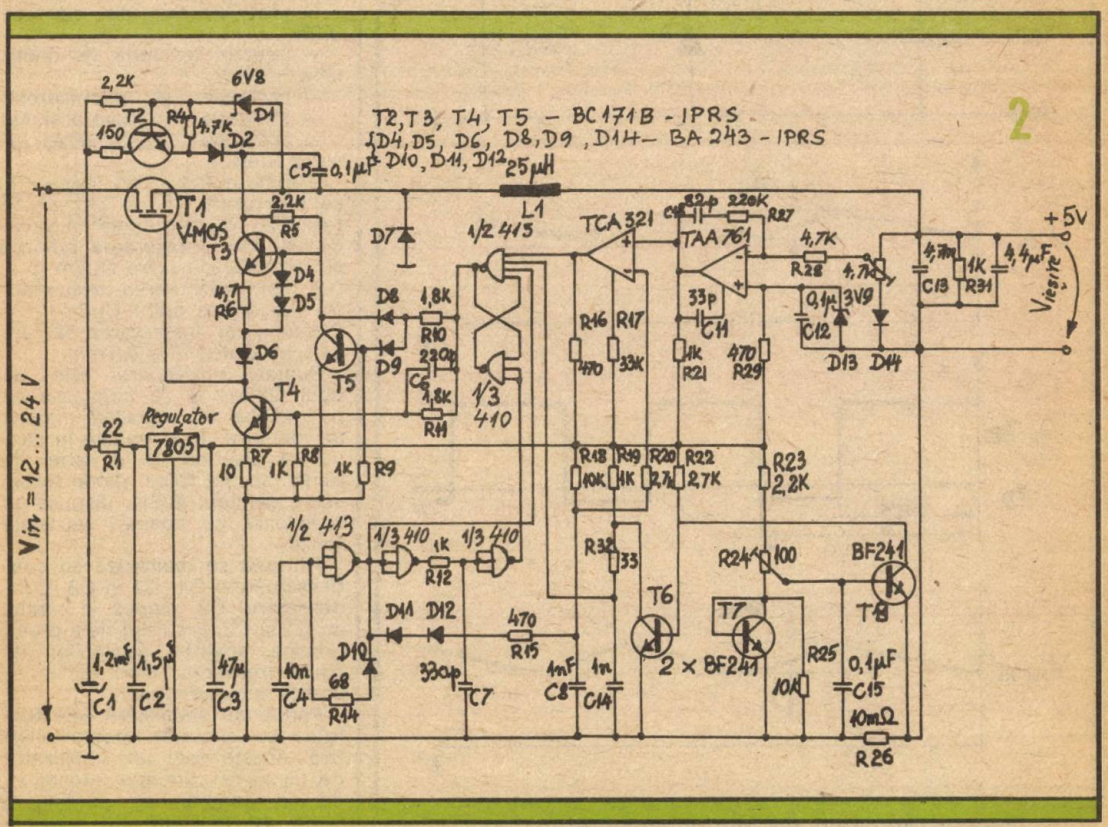
(3) $\Delta V_{in} = I_{ieș} \cdot \frac{1}{(1/C_{in} \cdot f)^2 + d^2_{in}}$

de unde:

V_{in} — tensiunea de intrare;

V_{sat} — tensiunea de saturație a tranzistorului comutator;

V_D — căderea de tensiune pe



dioda D7;

t_{cond} — timpul de conducție al tranzistorului comutator;

τ — perioada;

$d_{ieș}$ — factorul de calitate rezistiv al condensatorului de la ieșire, de filtrare;

d_{in} — factorul de calitate rezistiv al electroliticului de la intrare (sau alt tip de capacitate);

f — frecvența de comutație;

C_{in} — capacitatea de intrare.

În componența acestui circuit mai intră, ca elemente auxiliare, un etaj excitator, unul pentru reglajul de tensiune și un limitator de curent. Cînd circuitul nu oscilează liber (autooscilant), apare și un etaj de sincronizare. La circuitele autooscilante, frecvența se schimbă în funcție de variațiile sarcinii.

La 100 kHz este posibilă utilizarea unei bobine L1 și a unei capacități de filtraj C13 mici, ce asigură totuși o dinamică bună.

Elementele de tip logic, ca și amplificatoarele de tip operațional pot fi ușor selecționate din familia TTL și circuite integrate liniare produse de I.P.R.S. sau I.C.C.E. (ROB101).

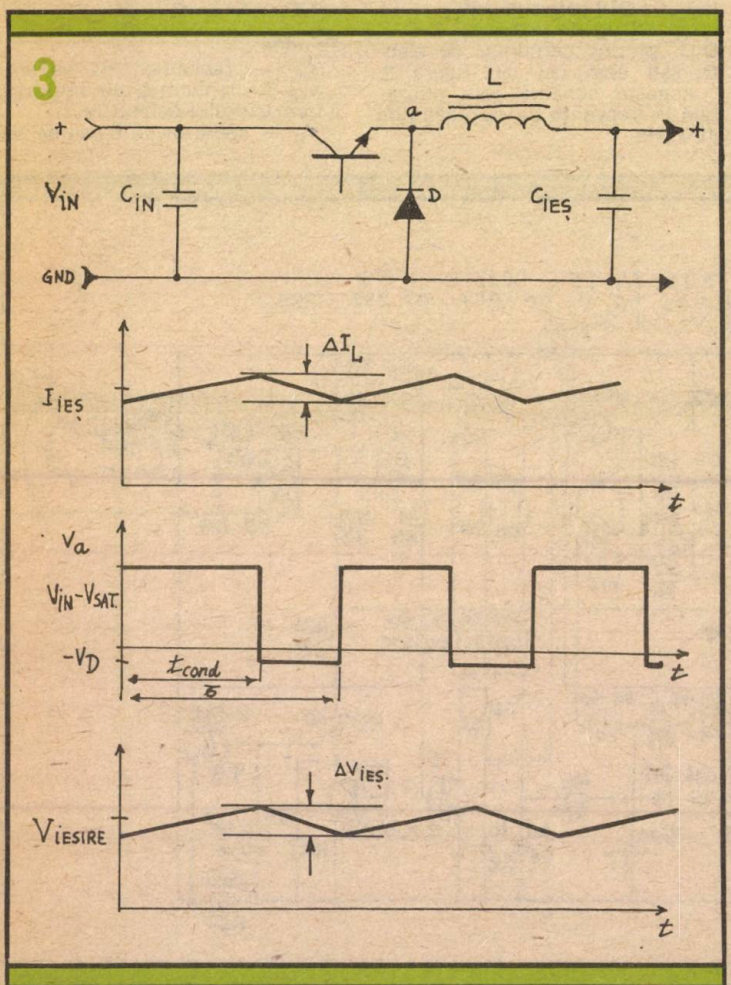
Limitele tensiunii de intrare sînt între 12 și 30 V.

Tensiunea de ieșire este reglabilă pînă la V_{in} — 5 V.

Curentul de ieșire este reglabil de la 0 la 10 A, reglare impusă prin acționarea protecției, tranzistorul T11.

Randamentele cele mai bune, de peste 80%, se obțin la curenți de sarcină între 1 și 3 A.

Recomandăm și aici punerea în paralel a cel puțin 4 tranzistoare V—MOS de tipul RVM 35A1, B2 sau RVM60A1, B1 (I.C.C.E.).



SURSĂ STABILIZATĂ 5V/10A

Ing. LUCIAN ANTON,
ing. FLORE TELEPTEAN

Sursa de tensiune continuă din figura 1, destinată alimentării montajelor realizate cu circuite integrate TTL, are următoarele caracteristici:

— tensiunea de intrare 220 V c.a.;

— tensiunea de ieșire 5 V cu reglaj de 15%;

— curentul de ieșire maxim 10 A;

— curentul de ieșire de scurtcircuit 11 A;

— stabilizarea de intrare 0,015%/V;

— stabilizarea de sarcină 0,5%;

— rejecția tensiunii de ondulație 0,02%/V;

— protecție la supracurent;

— protecție la supratensiune;

— protecție la polarizarea inversă a ieșirii.

Transformatorul de rețea Tr. se bobinează pe un pachet de tole E24 cu secțiunea miezului de 24 cm². Înfășurarea primară N1 are 400 de spire CuEm ∅ = 0,7 mm, înfășurarea secundară N2 are 20 de spire CuEm ∅ = 2,2 mm, iar înfășurarea N3 are 14 spire CuEm ∅ = 0,3 mm.

Puntea redresoare este de tipul 20PM1 și se montează pe un radiator cu suprafața minimă de 400 cm². În condițiile în care nu se dispune de o astfel de punte, se pot folosi diode redresoare de tipul 20SI1, dispuse pe radiatoare cu aceeași suprafață totală.

Filtrarea se realizează cu condensatoarele C1, C2 și C3. Condensatorul C3, dispus în paralel cu C1 și C2, are rolul de a preîntîmpina apariția oscilațiilor de înaltă frecvență, cînd sursa lucrează la curenți mari.

Partea de stabilizare este realizată cu circuitul integrat ROB 305. Acesta este un stabilizator de tensiune continuă, monolitic, de uz general, ce conține o sursă de tensiune de referință

compensată termic, un amplificator de eroare, un element regulator serie și un circuit de limitare a curentului de ieșire.

Tranzistorul regulator serie comandă montajul Darlington realizat cu tranzistoarele complementare T1 și T2, care prin intermediul tranzistorului de putere T3 comandă regulatorul serie extern format din tranzistoarele T4—T7.

Tranzistoarele T3—T7 sînt dispuse pe două radiatoare din profil de aluminiu cu suprafața de cel puțin 750 cm² fiecare. Rezistoarele de egalizare a curenților de emitor (R9—R12) se realizează din sîrmă de nichelină cu diametrul de 1,2 mm. Condensatorul C8 din colectorul lui T1 are același rol ca și condensatorul C3.

Divizorul rezistiv R3, R4, R7 fixează nivelul tensiunii de ieșire. Cu ajutorul potențiometrului R7 tensiunea de ieșire poate fi reglată în plaja 4,25—5,75 V. Condensatorul C5 realizează compensarea în frecvență a amplificatorului de eroare din cadrul ROB, iar condensatorul C4 are rolul de a îmbunătăți rejecția tensiunii de ondulație și de a reduce tensiunea de zgomot.

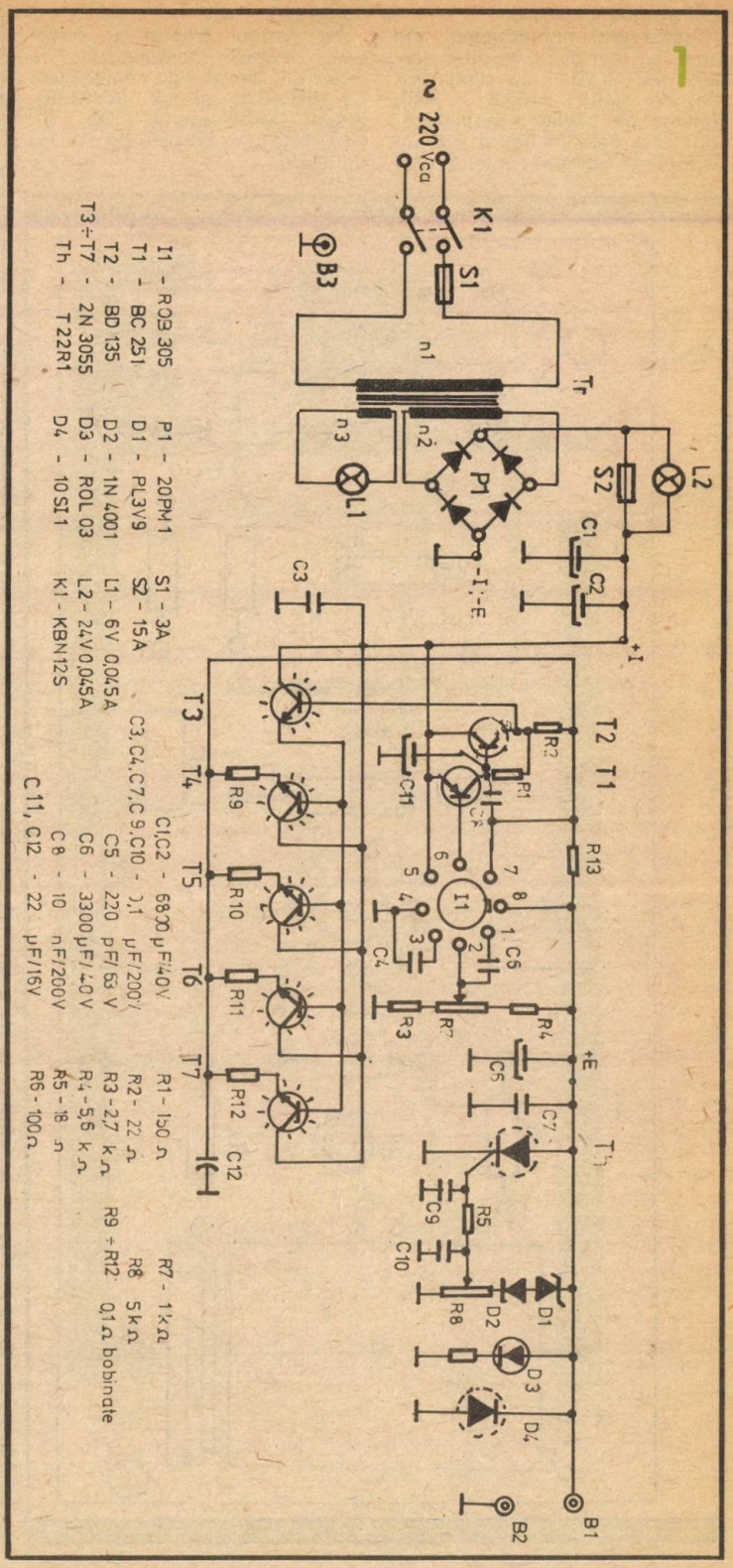
Rezistența R11 se confecționează din nichelină. Cînd tensiunea pe ea depășește 250 mV la temperatura T = 25°C, se declanșează circuitul de limitare a curentului de ieșire. Aceasta face ca tensiunea de la ieșire să scadă la suprasarcină. Valoarea acestei rezistențe se stabilește experimental astfel încît curentul de scurtcircuit al sursei să fie limitat la 11 A.

Pentru a proteja sarcina la supratensiuni (în eventualitatea defectării ROB sau a scurtcircuitării unuia din tranzistoarele regulatoare), s-au introdus tiristorul T7, divizorul D2, D1, R8 și filtrul format din R5, C9, C10.

Cînd tensiunea de ieșire depășește 5,7 V, tiristorul T7 va intra în conducție, șuntînd astfel sarcina. Amorsarea tiristorului determină creșterea curentului prin circuit peste valoarea de 15 A, ceea ce va duce la arderea siguranței S2, ardere semnalizată prin lampa L2.

Filtrul plasat între divizor și poarta tiristorului amortizează rapiditatea de acționare a circuitului de protecție. Dioda D4 protejează sursa împotriva tensiunilor inverse aplicate la ieșire.

Funcționarea normală a sursei este marcată de aprinderea LED-ului D3 sau cu un instrument de măsură montat pe pa-



I1 - ROB 305
T1 - BC 251
T2 - BD 135
T3÷T7 - 2N 3055
Th - T22R1

P1 - 20PM1
D1 - PL3V9
D2 - 1N 4001
D3 - ROL 03
D4 - 10SI1

S1 - 3A
S2 - 15A
L1 - 6V 0,045A
L2 - 24V 0,045A
K1 - KBN12S

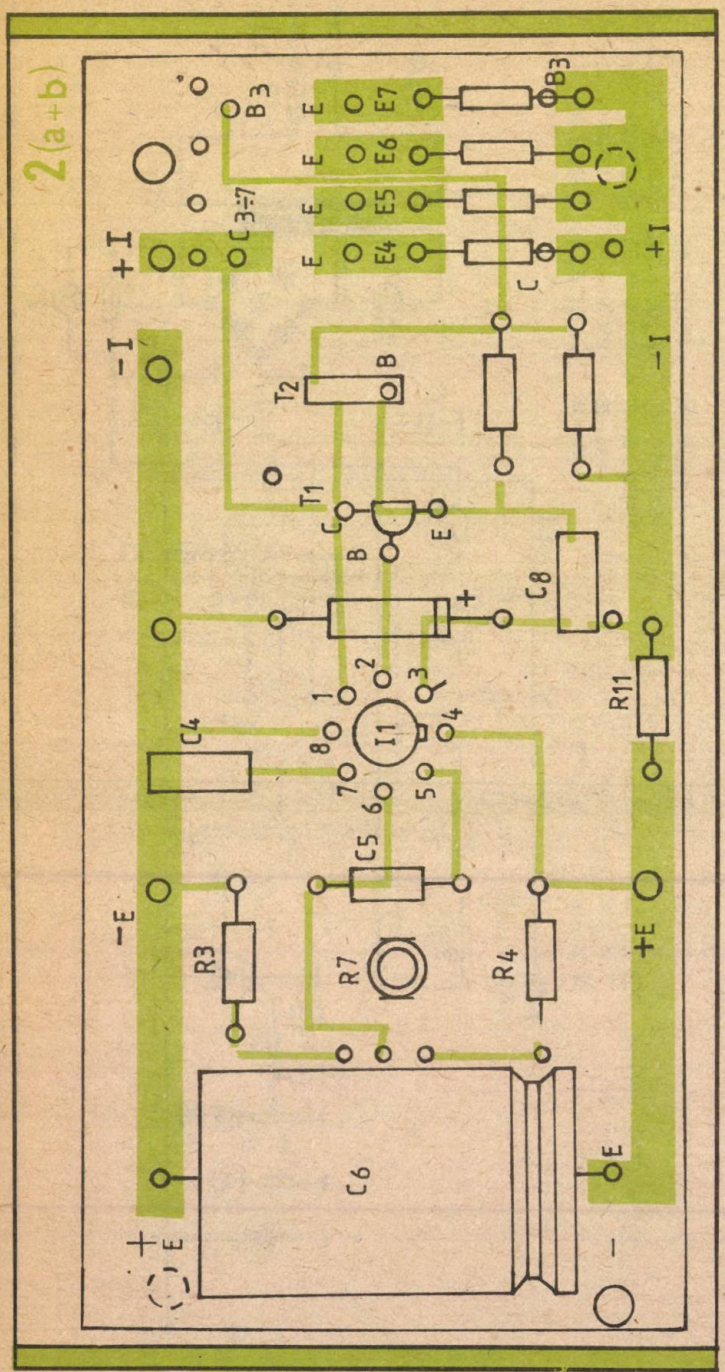
C3, C4, C7, C9, C10 - 0,1 µF/200V
C1, C2 - 6800 µF/40V
C5 - 220 pF/63 V
C6 - 3300 µF/40 V
C8 - 10 nF/200V
C11, C12 - 22 µF/16V

R1 - 150 Ω
R2 - 22 Ω
R3 - 2,7 kΩ
R4 - 5,6 kΩ
R5 - 18 Ω
R6 - 100 Ω
R7 - 1 kΩ
R8 5 kΩ
R9 ÷ R12 0,1 Ω bobinate

noul frontal.

Elementele componente ale sursei au fost dispuse într-o carcasă METROSET cu dimensiunile de 249 x 162,5 x 413. Schema de cablaj a stabilizatorului este dată în figura 2 a, cu dispunerea componentelor din figura 2 b.

Pe panoul frontal al sursei s-au dispus comutatorul de rețea K1, lămpile de semnalizare L1 (REȚEA) și L2 (AVARIE), dioda luminescentă D3 (U, I-NORMAL) și bornele B1, B2, B3 de ieșire.



TASTATURI NUMERICE

Student
AUREL GONȚEAN

Un model deosebit de simplu pentru o tastatură este reprezentat în figura 1 (1). Se utilizează o organizare matriceală 4 linii x 4 coloane. Butoanele sînt numerotate în hexazecimal, iar la ieșirile O_A—O_D se obține codul binar al tastei apăsate (s-a reprezentat doar prima tastă). Mai este prevăzută o ieșire KP (kay pressed), care devine 1 logic de fiecare dată cînd o tastă e apăsată. Avantajul major al schemei este simplitatea. Dezavantajele sînt:

— imposibilitatea apăsării a două taste simultan pentru a nu se genera un cod eronat. Deci funcțiile CONTROL și/sau SHIFT trebuie implementate separat, fiecare pe cîte o ieșire;

— apariția de „salturi", datorită neînchiderii ferme a contactului. Acesta este un punct comun tuturor tastaturilor mecanice (fac excepție tastele cu efect Hall, care au încorporat un trigger Schmidt, iar contactul nu se închide mecanic, ci electronic; în literatură se arată că o asemenea tastatură asigură cca 20 miliarde apăsări într-o funcționare normală, dar sînt foarte scumpe). Pentru tastaturile clasice defectul se poate remedia fie SOFT, fie HARD. Soluția Hard presupune pentru fiecare tastă cîte un bistabil R—S (două porți NAND), deci pentru multe taste este scumpă.

Soluția SOFT se aplică în sistemele cu microprocesor (3). Acesta, la apariția unui semnal KP, asigură interogarea după cca 1 ms a tastaturii pentru a sesiza permanența codului. Acest mod rămîne eficient numai în cazul existenței de disponibilități în timp în cadrul sistemului. În orice caz, folosirea unei unități centrale pentru un asemenea scop este o soluție foarte interesantă.

Pe același principiu se pot realiza sisteme cu mai multe taste. Pentru 32 butoane se alege o organizare matriceală 4 linii x 8 coloane și se păstrează partea de selecție a liniilor (ieșirile A, B). Se numerotează bu-

toanele de la 0 la 31 și se alcătuiește un tabel de funcționare, urmărindu-se din nou ca la ieșirile A—E să avem codul binar al tastei apăsate.

Pentru ieșirea C se observă din tabel că C = 1 pentru butoanele 4—7, 12—15, 20—23, 28—31, adică chiar coloanele C5—C8. Analog D = 1 pentru C3, C4, C7, C8, iar E = 1 pentru C1, C3, C5, C7. Rezultă schema din figura 2, în care s-a reprezentat doar prima tastă.

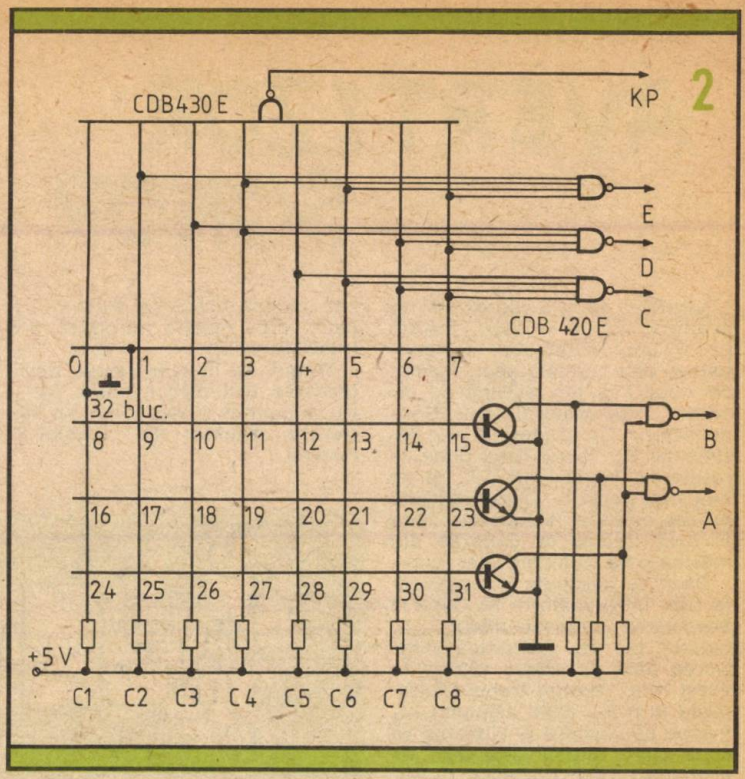
Analog ea realizează o tastatură de pînă la 64 butoane. De data aceasta decodificarea liniei se face conform figurii 3. Pentru ieșirile C—F mai sînt necesare 4 x CDB 430 E.

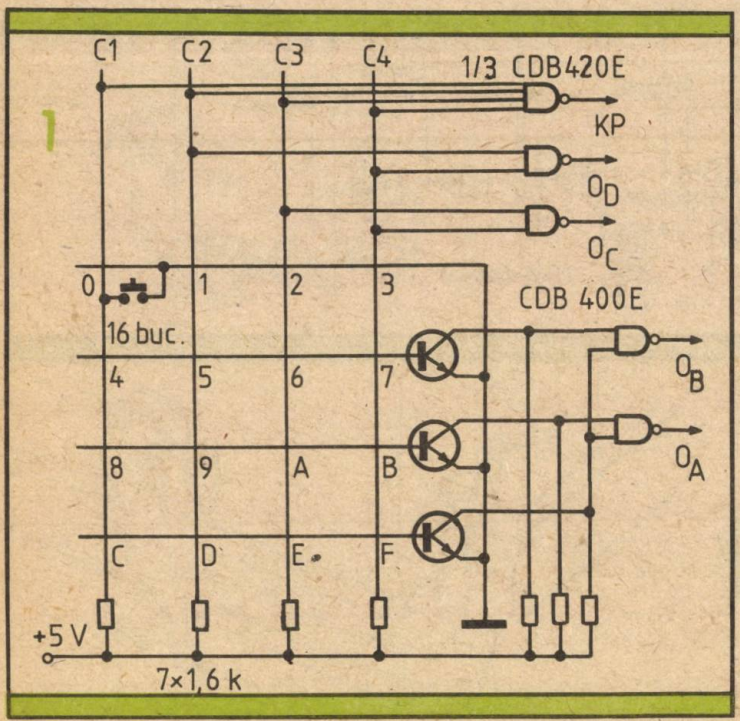
În încheiere cîteva din tendințele moderne de a rezolva această problemă.

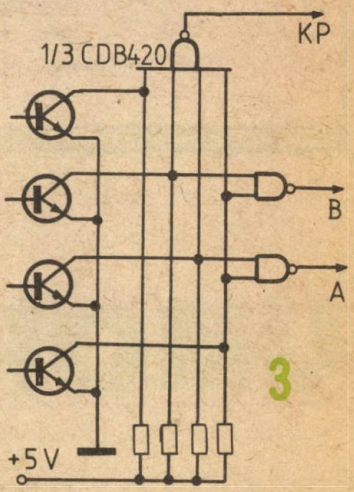
Circuitul integrat 8279 permite interfațarea cu o tastatură completă a unui sistem cu microprocesor. În plus, sînt prevăzute posibilități de afișare de pînă la 16 caractere (prin multiplexare). Se pot atașa pînă la 64 taste, iar liniile CNTL și SHIFT sînt independente de organizarea matriceală a tastaturii (2).

O altă posibilitate este programarea unui PIO (de exemplu, 8255) astfel încît să se asigure scrutarea de către microprocesor a tastaturii pe coloane (de exemplu, portul respectiv este de ieșire) și pe linii să se obțină răspunsul (portul corespunzător este de intrare). Prin program se asigură generarea codului corespunzător fiecărei taste.

Se poate merge pînă la a echipa sistemul cu un microprocesor (de exemplu, consolele CENTRONICS existente la noi în țară, care au în dotare un 8080 A); se ajunge astfel la un terminal inteligent.







AVERTIZOR SONOR

Montajul de față reprezintă un avertizor sonor în cazul forțării ușilor unui automobil. Funcționarea este următoarea: înainte de coborîrea din mașină se închide întrerupătorul K_2. Condensatorul C_3 se încarcă prin rezistența R_6, lucru care duce la resetarea bistabilului I_3I_4 și la blocarea porții I_2. Durata acestui proces este de 15 secunde, timp în care trebuie să coborîm din mașină și să închidem ușa.

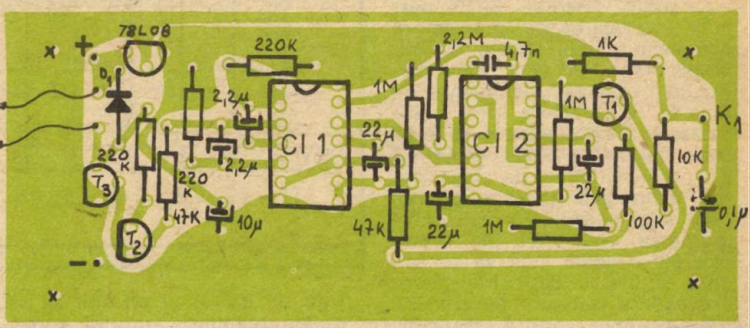
Dacă se deschide în continuare ușa, întrerupătorul K_1 duce la basculare monostabilului I_1I_2. Grupul C_2, R_5 determină întîrzierea dată de acesta (20 s). În acest timp, alarma trebuie întreruptă prin K_2, altfel astabilul I_7I_8 începe să oscileze și claxonul va suna cu o intermitență dată de grupurile C_7R_9, respectiv C_8R_{10}. Durata alarmei este dată de grupul C_5R_8 și este de 25 s. Dacă ușa rămîne deschisă, totul reîncepe, prin reacția introdusă de tranzistorul T_1.

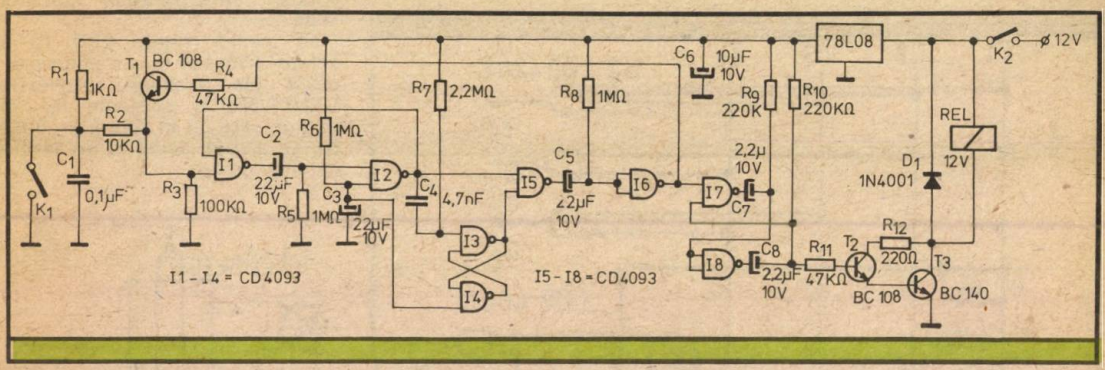
Timpul de întîrziere după deschiderea ușii este necesar pentru a permite posesorului să întrerupă alarma din interiorul mașinii.

S-au folosit circuite trigger Schmitt CD4093, dar pot fi utilizate și porți ȘI-NU obișnuite de tipul CD4011. Este bine să se folosească stabilizatorul 78L08 (sau T092) pentru ca toate perioadele de basculare să-și păstreze constanța în timp. Dacă o deviere de cîteva secunde nu contează, se poate renunța la el. S-au preferat circuite CMOS pentru imunitatea lor mare la perturbații și alimentarea la tensiunea bateriei de acumulatoare. Alăturat sînt date amplasarea pieselor și cablajul imprimat.

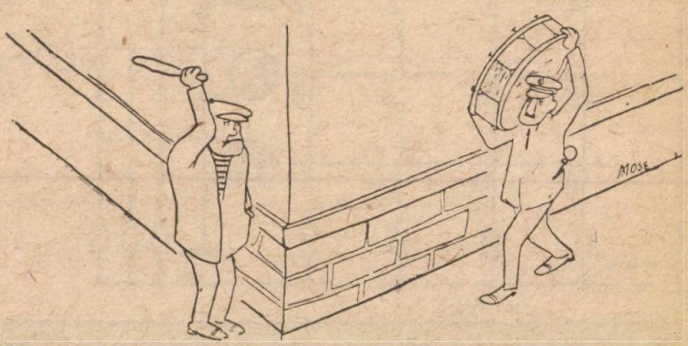
BIBLIOGRAFIE

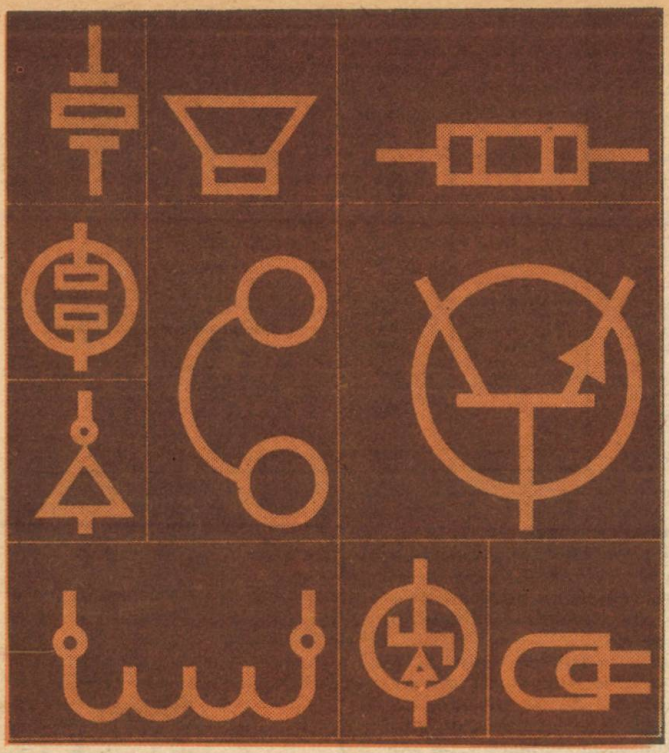
Catalog circuite CMOS-RCA
ELO — nr. 6, 1980





UMOR





CQ-YO

RETRANSLATOR PENTRU RADIOAMATORI

PAUL N. SPITZER, YO5BRZ

Caracteristicile generale ale unui retranslator pentru radioamatori sînt:

— amplasarea pe un loc de preferință proeminent pentru a putea asigura o deschidere la orizont cu o rază de cca 200 km;

— puterea necesară 10—30 W;

— antenă comună la recepție și emisie, separarea făcîndu-se pe filtre selective;

— antenă omnidirecțională;

— modul de lucru FM (ceea ce simplifică enorm construcția mijloacelor de comunicație și accesibile prin integratele moderne TBA 120 S, TBA 661);

— funcționare automată;

— frecvența de acces la recepție cu 600 kHz mai sus;

— deschiderea repetorului cu ajutorul unui bip de 1 750 ±50 Hz.

Conform planului IARU, frecvențe posibile pentru acest mod de lucru sînt 145 000—145 200, cu un ecart de 25 kHz corespunzător canalelor R0 la R8, cu acces la recepția retranslatorului de 600 kHz astfel:

Față de această împărțire dictată de IARU, mai există și canalele R0* la R8*, care sînt o derivă a acestora, fiind situate cu 12,5 kHz mai sus de canalul de bază. La ele se optează doar în cazul în care nu se mai găsesc canale libere și cele existente nu satisfac volumul de informație existent.

Principalele caracteristici ale aparaturii pentru accesul la retranslator:

— amplasare nepretențioasă a antenei;

— putere de cca 1 W pe o antenă omnidirecțională „grund plane" sau pînă la 0,3 W pe o an-

Frecvențe Tx	145 000	145 025	145 050 200
Canal	R0	R1	R2 ..... R8
Acces Rx	145 600	145 625	145 650 800

tenă Yagi de 4 elemente pe direcţia retranslatorului;

— modul de lucru evident FM (NBFM ±3 kHz), modulaţie în frecvenţă de lărgime îngustă.

În continuare vom prezenta o astfel de aparatură relativ simplă.

Schema-bloc este arătată în figura 1.

Din schema-bloc reiese foarte clar binecunoscutul lanţ de emisie FM pornind de la un cristal de 8 MHz, lanţ care, exceptînd partea de prefinal RF şi etaj final, precum şi modulatorul FM, funcţionează continuu.

Lanţul de recepţie este o medie frecvenţă FM clasică, proiectat pe 600 kHz, coincizînd exact cu ecartul de la split frecvenţă între emisie şi recepţie, asigurînd astfel automat ecartul impus, trecerea de la emisie pe recepţie se face prin alimentarea, respectiv decuplarea, etajelor funcţionale, ceea ce impune alt parametru de simplitate al aparatului.

Schema electronică completă este dată în figura 2.

Filtrul FM este un filtru clasic Cebîşev cu 2, 3 sau 4 celule, funcţie de lărgimea de bandă.

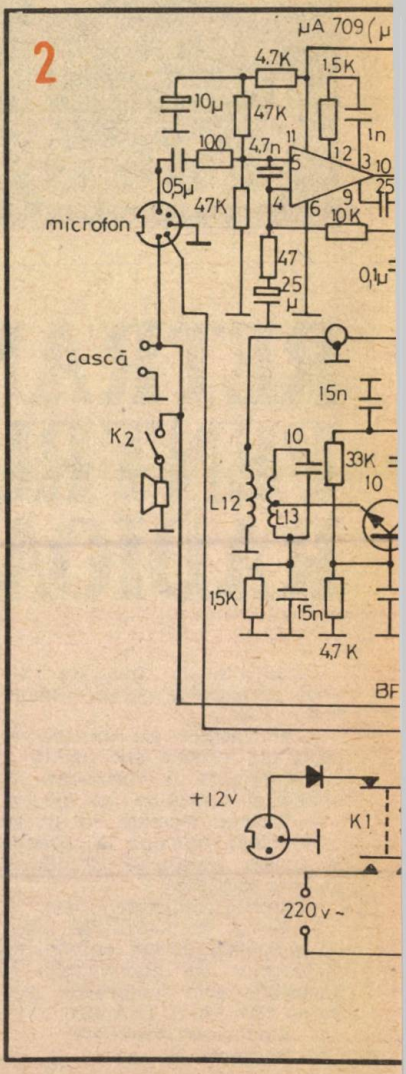
Se observă funcţionalitatea complexă a circuitului integrat din lanţul de medie frecvenţă, executînd simultan funcţiile de demodulator, limitator FM şi amplificator de medie frecvenţa.

Grupul de „Noise Balancer" asigură reducerea la optim a nivelului de zgomot în funcţie de propagare.

Practic, sistemul asigură într-un cerc cu diametrul de 400 km, acoperit de retranslator, comunicaţii absolut stabile între corespondenţi, indiferent de poziţia relativă a acestora chiar dacă nu au orizont pentru undă directă între ei.

Bobină	Spire	Conductor	Ferită
L_1	25	0,1	∅ 4
L_2	13	0,18	∅ 4
L_3	13	0,18	∅ 4
L_4	5	0,25	∅ 4
L_5	5	0,25	∅ 4
L_6	3	0,5	∅ 4
L_7	3	0,5	∅ 4
L_8	1	0,3	—
L_9	4	0,5	∅ 5,5 aer
L_{10}	3	0,5	∅ 5,5 aer
L_{11}	40	0,1	∅ 4
L_{12}	2	0,3	—
L_{13}	5	0,5	∅ 5,5 aer priză la 1 spiră
L_{14}	5	0,5	∅ 5,5 aer
L_{15}	5	0,5	∅ 5,5 aer priza la 1 spiră
L_{16}	—	MF	Kosmos
L_{17}	—	MF	— " —
L_{18}	—	—	10:1
L_{19}	—	MF	Kosmos

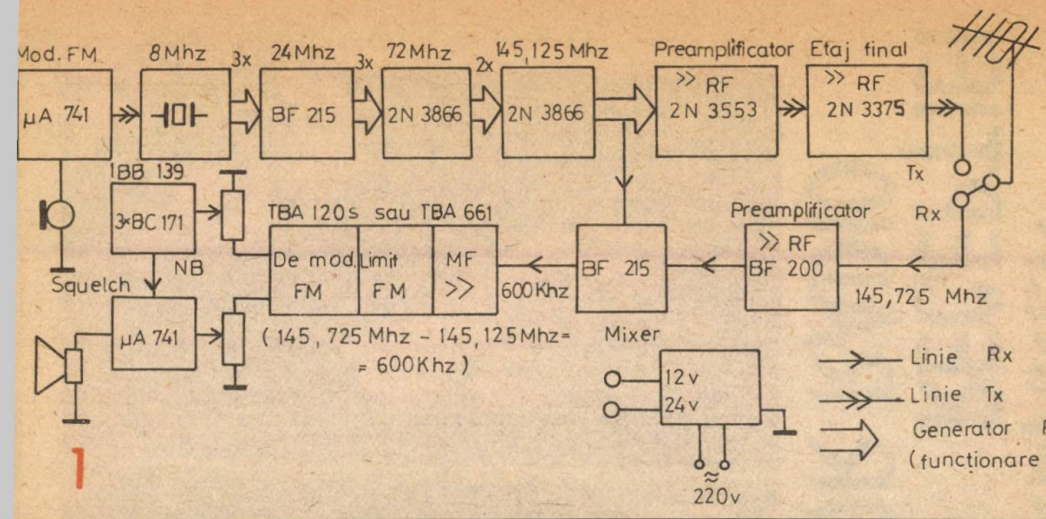
2



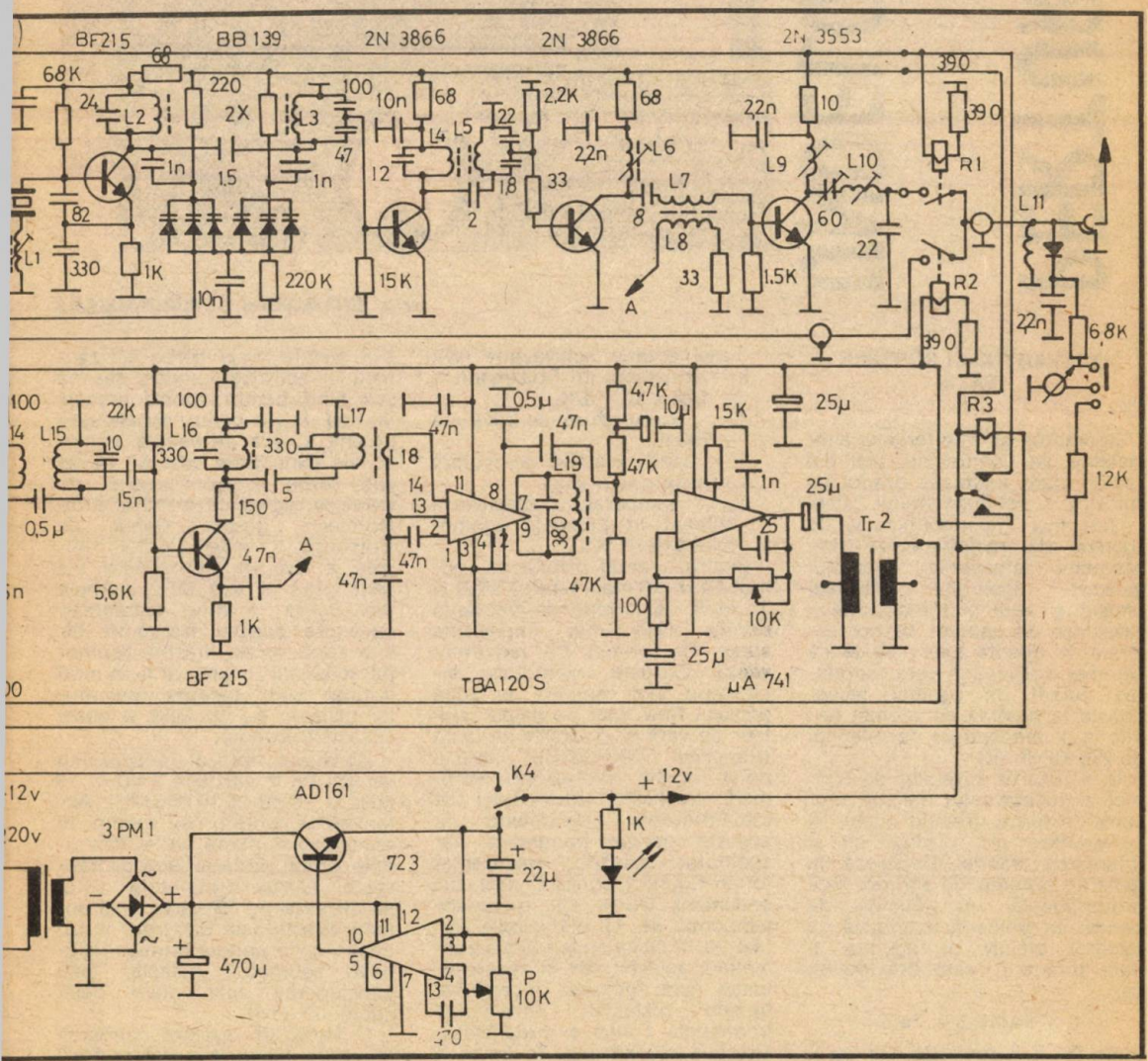
RFT DIODE ZENER

SZX 21/1		0,73 ... 0,83
SZX 21/5,1		4,8 ... 5,4
SZX 21/5,6		5,2 ... 6,0
SZX 21/6,2		5,8 ... 6,6
SZX 21/6,8		6,4 ... 7,2
SZX 21/7,5		7,0 ... 7,9
SZX 21/8,2		7,7 ... 8,7
SZX 21/9,1		8,5 ... 9,6
SZX 21/10	250	9,4 ... 10,6
SZX 21/11	400 [1]	10,4 ... 11,6
SZX 21/12		11,4 ... 12,8
SZX 21/13		12,6 ... 14,0
SZX 21/15		13,8 ... 15,5
SZX 21/16		15,3 ... 17,0
SZX 21/18		16,8 ... 19,0
SZX 21/20		18,8 ... 21,0
SZX 21/22		20,8 ... 23,0
SZX 21/24		22,8 ... 25,6

[1]) $\vartheta_C = 25\,°C$


Mod. FM
8 Mhz
3x
24 Mhz
3x
72 Mhz
2x
145,125 Mhz
Preamplificator
Etaj final
μA 741
BF 215
2N 3866
2N 3866
» RF
2N 3553
» RF
2N 3375
Tx
BB 139
3×BC 171
NB
Squelch
μA 741
TBA 120s sau TBA 661
De mod. FM
Limit FM
MF »
600Khz
BF 215
Preamplificator
» RF
BF 200
Rx
145,725 Mhz
(145,725 Mhz - 145,125 Mhz = 600Khz)
Mixer
12v
24v
220v
Linie Rx
Linie Tx
Generator RF
(funcționare continuă

1


BF215
BB 139
2N 3866
2N 3866
2N 3553
BF 215
TBA120S
μA 741

12v
220v
3PM1
AD161
K4
+ 12v
723
470μ
22μ
1K
P
10K

PERTURBAREA RECEPȚIEI UNDELOR RADIO

Ing. DRAGOȘ MARINESCU

ZGOMOTUL ȘI SURSELE SALE

Zgomotul și interferența altor sisteme de comunicații sînt doi factori care limitează gradul de folosire a echipamentului radio.

Cele mai importante surse de zgomot de radiofrecvență sînt: zgomotul atmosferic, zgomotul galactic, zgomotul activității umane și zgomotul receptorului. Nivelurile de zgomot se pot exprima în diferite feluri; poate că cel mai convenabil este raportarea puterii de zgomot recepționate la puterea de zgomot termic la o temperatură de referință de 290 Kelvin (K).

În estimarea nivelului de zgomot al receptorului datorat altor surse externe trebuie luate în considerare atît cîștigul cît și orientarea antenei. Deoarece, în general, puterea de zgomot este proporțională cu lățimea de bandă, ea poate fi exprimată ca factorul efectiv de zgomot al unei antene f_a, care este definit ca:

$$f_a = Pv/kT_0B = Ta/T_0$$

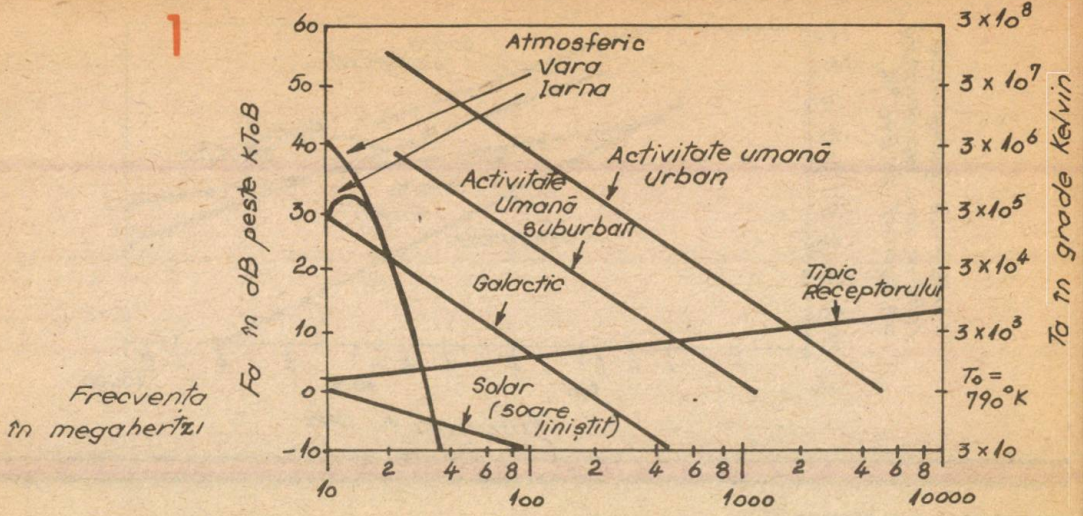
unde Pv = puterea de zgomot a unei antene echivalente (W);
k = constanta lui Boltzmann = $= 1{,}38 \times 10^{-23}$ J/K;
T_0 = temperatura de referință = 290 K;
B = banda efectivă de zgomot a receptorului (Hz);
T_a = temperatura efectivă a antenei în prezența zgomotului extern (K).

Figura 1 arată nivelul de zgomot Fa în dB mai mare ca kT_0B și T_a în K ca funcție de frecvență pentru cele mai importante surse de zgomot de radiofrecvență. Curbele zgomotului atmosferic sînt stabilite în zona orașului New York pe timpul nopților de vară și al zilelor de iarnă (Raportul 322-CCIR). Aceste două curbe reprezintă extremele nivelurilor zgomotului de radiofrecvență atmosferic în această poziție geografică, iar zgomotul galactic, reprezentat tot în figura 1 conform aceluiași document CCIR. Cu o variație temporală de ±2 dB valorile arătate vor fi limita superioară a zgomotului galactic, dar în fiecare situație dată zgomotul recepționat trebuie calculat considerînd frecvențele critice și proprietățile directive ale antenei. În figura 1 sînt arătate două curbe ale zgomotului activității umane, cea de sus fiind pentru zonele urbane, iar cea de jos pentru zonele suburbane. Curba de variație pentru zonele suburbane este cu 16 dB sub curba zonelor urbane, valoare ce reprezintă o medie a diferențelor găsite. Gama de frecvență a măsurătorilor ridicate a fost de aproximativ 2,5 MHz pînă la 450 MHz, curbele din figura 1 fiind extrapolări deasupra acestei frecvențe. Într-o zonă rurală liniștită zgomotul activității umane va fi, în mod normal, sub valoarea zgomotului galactic cu 10 MHz și peste această frecvență.

Zgomotul tipic al receptorului variază de la aproape 2 dB la 10 MHz la 13 dB la 10 000 MHz. Actualmente factorul de zgomot al receptorului poate varia între limite destul de largi la orice frecvențe. Curba zgomotului solar se bazează pe folosirea unei antene direcționale deoarece la recepția cu o antenă omnidirecțională zgomotul galactic este considerabil mai mare decît zgomotul solar.

O sursă de zgomot netrecută în figura 1 este cea datorată at-

1



mosferei. Nivelul zgomotului datorat absorbției atmosferice este relativ scăzut, dar poate fi important la frecvențe peste 1 000 MHz și deci trebuie amplificatoare de zgomot mic în receptoare. Pentru antenele direcționale cu 5° deasupra orizontului temperatura efectivă a cerului este de 20 K la 1 000 MHz, de 30 K la 10 000 MHz, crescînd la aproape 200 K la 20 000 MHz.

a. ZGOMOTUL ATMOSFERIC

Acest zgomot este produs cel mai mult de fulgere, în timpul furtunilor. Acest nivel de zgomot depinde de frecvență, momentul zilei, vreme, anotimpul din an și poziția geografică. În general, valoarea zgomotului scade cu creșterea latitudinii pe suprafața globului terestru. Zgomotul este puternic în sezonul ploios în zone ca Indiile de est, Insulele Caraibe, Africa ecuatorială etc.

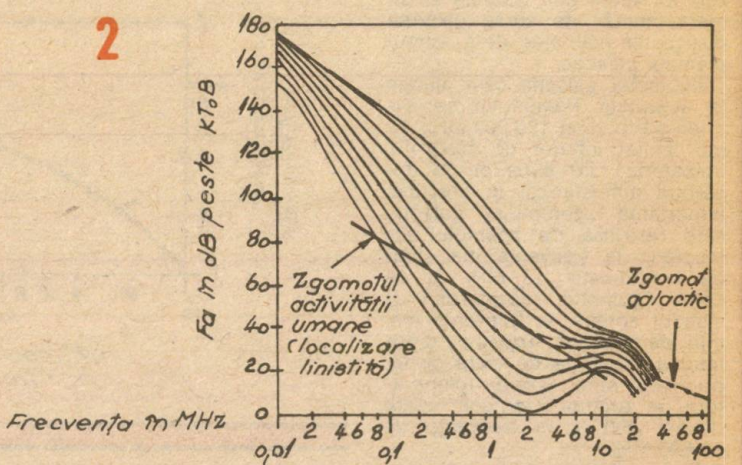
Zgomotul atmosferic predomină de obicei în locurile liniștite, la frecvențe sub 20 MHz. Zgomotul atmosferic se dă ca valori în dB peste kT_0B, el fiind recepționat cu un dipol scurt pus la pămînt (k = constanta lui Boltzmann, $T_0 = 290$ K, B = lățimea de bandă a receptorului în Hz).

Acest parametru este legat de cîmpul de zgomot efectiv prin:

$$En = Fa + 20 \lg f_{MHz} - 65{,}5,$$

unde En = cîmpul de zgomot efectiv pentru o lățime de bandă de 1 kHz (în dB, peste 1 μV/m); Fa = nivelul de zgomot în dB peste kT_0B; f_{MHz} = frecvența în MHz.

2



Dependența de frecvență a zgomotului atmosferic pentru același anotimp este dată în figura 2. Raportul 322 al CCIR dau o distribuție a zgomotului de radiofrecvență pe glob la frecvența între 0,01 și 100 MHz. În acest raport, valorile zgomotului radio sînt obținute prin măsurare cu o antenă verticală scurtă deasupra unui sol perfect conductor. Folosirea unor antene directive poate modifica considerabil nivelul zgomotului recepționat.

PRECIPITAȚII STATICE

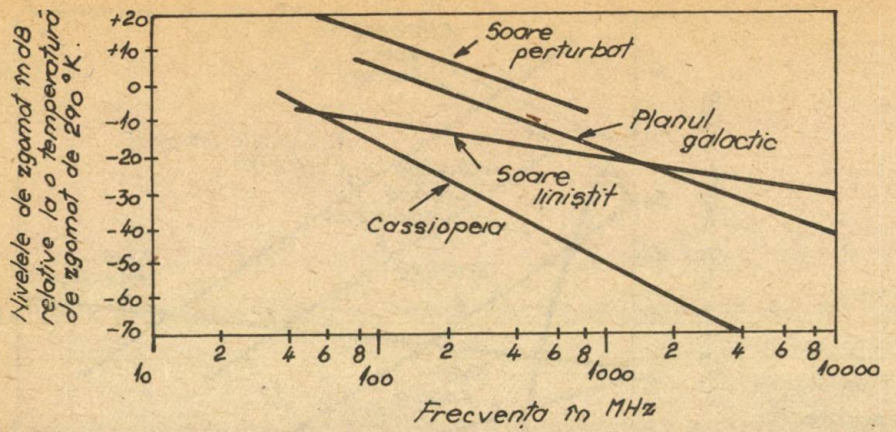
Precipitațiile statice sînt produse de ploaie, grindină, zăpadă sau furtuni de praf în vecinătatea antenelor de recepție, ele fiind importante mai ales la frecvențe sub 10 MHz.

Această formă de perturbație poate fi redusă prin eliminarea punctelor ascuțite (vîrfurilor) ale antenei și din jurul ei și, de asemenea, prin prevederea de mijloace de disipare a sarcinilor care merg către antenă și împrejurimile ei în timpul furtunilor electrice.

b. ZGOMOTUL GALACTIC

Zgomotul galactic poate fi definit ca zgomotul de radiofrecvență produs de perturbații cu originea aflată în afara Pămîntului sau a atmosferei sale. Cauzele principale ale acestui fel de

3



zgomot radio sînt Soarele şi un mare număr de surse discrete distribuite mai ales de-a lungul planului galactic.

Zgomotul galactic care ajunge la suprafaţa Pămîntului se extinde de la 15 la 100 000 MHz, fiind limitat inferior de absorbţia ionosferică, iar superior de absorbţia atmosferică. În practică, importanţa zgomotului galactic este restrînsă de zgomotul atmosferic la frecvenţe mai mari de aproximativ 18 MHz şi de către zgomotul receptorului şi cîştigul antenei la frecvenţe mai mici de 500 MHz. Totuşi cu o antenă de recepţie de mare cîştig, orientată spre Soare, temperatura de zgomot a antenei poate depăşi 290 K la frecvenţa de 10 000 MHz.

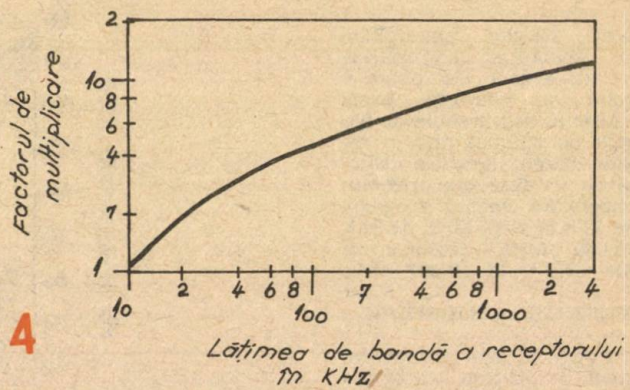
Figura 3 arată nivelul zgomotului galactic în dB relativ la o temperatură de zgomot de 290 K, cînd se recepţionează cu un dipol λ 2. Nivelurile de zgomot arătate în figură nu iau în considerare absorţia atmosferică, ci se referă la următoarele surse de zgomot galactic:

Planul galactic: zgomotul galactic din planul galactic în direcţia centrului galaxiei. Nivelurile de zgomot din alte părţi ale planului galactic pot fi cu pînă la 20 dB sub nivelurile date în figura 3.

Soare liniştit: zgomotul de la Soare „liniştit"; acesta este zgomotul solar în timpul cînd activitatea petelor solare este mai mică sau absentă.

Soare perturbat: zgomotul de la Soare „perturbat". Termenul „perturbat" se referă la timpul activităţii petelor şi exploziilor.

Cassiopeea: zgomot de la o sursă discretă de zgomot cosmic de mare intensitate,. cunoscută sub numele de Cassiopeea. Aceasta este una din mai mult de o sută de surse discrete cunoscute, fiecare dintre ele subîntinzînd la suprafaţa solului un unghi mai mic de jumătate de grad.



4

Nivelurile zgomotului cosmic recepţionate de o antenă orientată către o sursă de zgomot pot fi estimate prin corectarea nivelurilor de zgomot relativ la dipolul în $\lambda/2$ (din fig. 3) cu cîştigul antenei de recepţie realizat pe sursa de zgomot. Deoarece planul galactic este o sursă de zgomot extinsă neuniform, nu pot fi realizate antene cu cîştig în spaţiul liber, 10 la 15 dB reprezentînd aproximativ maximum de cîştig al antenei care se poate realiza în acest caz.

Totuşi, pe direcţia Soarelui şi a altor surse de zgomot galactic. se pot obţine cîştiguri ale antenei de 50 dB sau mai mult

c. ZGOMOTUL ACTIVITĂŢII UMANE

Amplitudinea zgomotului activităţii umane descreşte cu creşterea frecvenţei şi variază considerabil cu poziţia. Ea se datorează în special motoarelor electrice, lămpilor cu neon, liniilor de putere, sistemelor de aprindere auto aflate la cîteva sute de metri de antena de recepţie. În mod cert, unele aparate medicale de înaltă frecvenţă şi linii de înaltă tensiune pot produce perturbaţii la distanţe cu mult mai mari. Nivelul mediu al puterii zgomotului activităţii umane poate fi cu 16 dB mai mult în zonele urbane decît

în cele suburbane; în localitățile rurale îndepărtate nivelul poate fi cu 15 dB sub acela experimentat într-o zonă suburbană tipică.

În localitățile liniștite și îndepărtate nivelul zgomotului din sursele activității umane va fi, de obicei, sub nivelul zgomotului galactic în banda de frecvențe de peste 10 MHz.

Propagarea zgomotului activității umane se face în principal prin transmitere pe liniile de putere și prin undă de sol; totuși poate exista, de asemenea, reflexie ionosferică la frecvențe mai mici de aproximativ 20 MHz.

Măsurătorile indică faptul că vîrful de nivel al zgomotului activității umane nu este întotdeauna proporțional cu lărgimea de bandă, pentru lărgimi de bandă mai mari decît aproximativ 10 kHz. După cele mai noi informații, vîrful puterii zgomotului activității umane (exceptînd diatermia și alte zgomote de bandă îngustă) crește cu cît lățimea de bandă a receptorului se mărește, așa cum se arată în figura 4, substanțial pentru lățimi de bandă mai mari decît aproximativ 10 kHz.

d. ZGOMOTUL TERMIC

Zgomotul termic este produs de agitația termică a electronilor Tr rezistențe. Fie R = componenta rezistivă (în Ω) a unei impedanțe Z. Tensiunea efectivă de zgomot termic este dată de:

$$E^2 = 4RkT \cdot \Delta f$$

unde: k = este constanta lui Boltzmann (= 1,38 x 10^{-23} J/K); T = temperatura absolută în K; Δf = lățimea de bandă în Hz; E = rădăcina pătrată a tensiunii de zgomot.

Ecuația de mai sus arată ca zgomotul termic are o distribuție uniformă a puterii în toata lățimea de bandă Δf.

În cazul a două impedanțe Z_1 și Z_2, cu componentele rezistive R_1 și R_2, aflate în serie la aceeași temperatură, vom avea:

$$E^2 = E_1^2 + E_2^2 = 4(R_1 + R_2)kT \cdot \Delta f$$

În cazul în care aceleași impedanțe sînt în paralel la aceeași temperatură, impedanța Z se calculează în mod obișnuit ca pentru circuitele de curent alternativ, iar componenta R a lui Z este astfel determinată. Tensiunea efectivă de zgomot este aceeași care ar fi fost pentru o rezistență pură R.

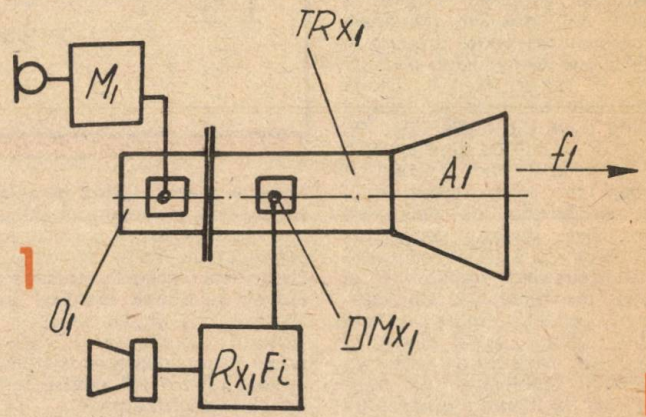
TRANSCEIVER 10 GHz

DENES KISS, YO6CBN

Oscilațiile în banda de 10 GHz se pot realiza prin mai multe metode. Una dintre cele mai simple este folosirea diodelor GUNN ca elemente active.

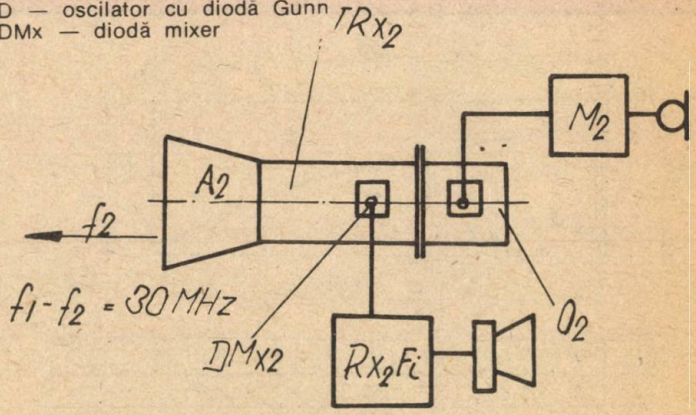
Efectul GUNN a fost observat prima dată în 1963 și se referă la apariția unor oscilații de curent atunci cînd asupra unei probe volumice de GaAs se aplică o tensiune continuă de o anumită valoare. Problemele legate de teoria oscilațiilor utilizînd efectul GUNN sînt elucidate în [1].

Transceiverul descris în continuare și utilizat de autor folosește o diodă GUNN de 30 mW care, montată corespunzător într-o cavitate de microunde, poate genera oscilații în domeniul 9,5—11 GHz. Funcționarea transceiverului se bazează pe următorul principiu prezentat schematic în figura 1. Cele două aparate sînt acordate pe frec-



1

A — antenă Horn
D — oscilator cu diodă Gunn
DMx — diodă mixer



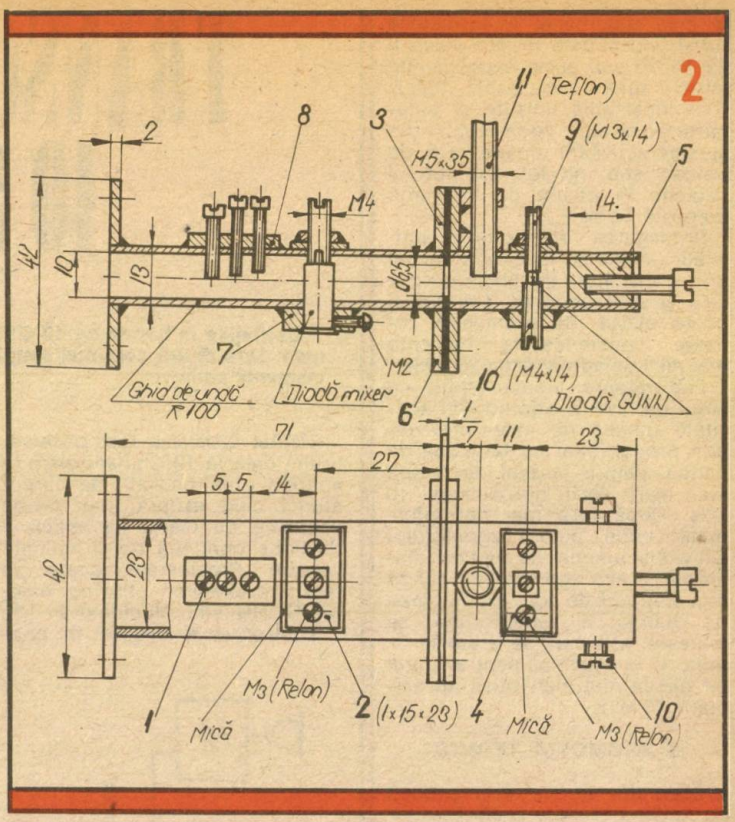
Mi — modulator FM
RxFi — receptor medie frcvență

vențe diferite, decalate între ele cu media frecvență de 30 MHz. Astfel, semnalul emis de TRx1 la recepție va fi mixat pe dioda DMx2 cu semnalul oscilatorului din TRx2, în urma căruia va apărea media frecvență de 30 MHz, care este prelucrat mai departe (amplificat și demodulat). În sens invers, semnalul emis de TRx2 va fi recepționat de TRx1 utilizînd pentru mixare dioda DMx1. Se poate obține astfel o legătură în telefonie duplex în banda de 10 GHz. Modulația de frecvență se obține suprapunînd semnalul modulator (AF) peste tensiunea continuă de polarizare a diodelor GUNN.

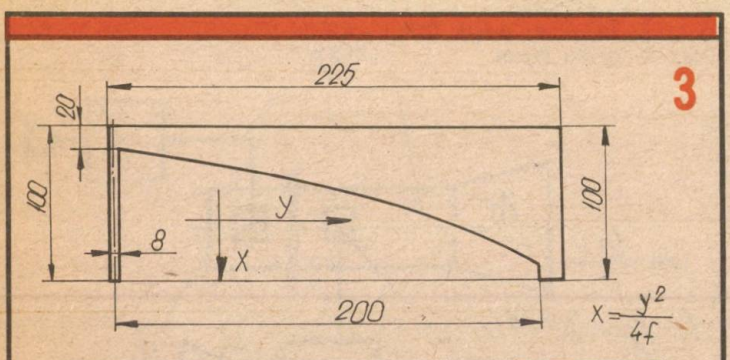
Transceiverul se compune din următoarele părți de bază:

1. oscilator și mixer de microunde;
2. sistem radiant;
3. alimentator modulator;
4. receptor pentru media frecvență.

1. Pentru realizarea cavității de microunde s-a utilizat o porțiune de ghid de undă standard (de construcție proprie). Figura 2 prezintă dimensiunile principale ale ghidului de undă, precum și dimensiunile elementelor de susținere și reglaj folosite. Dioda GUNN este susținută în cavitate folosind două tije filetate (9, 10). Plăcuța 4, izolată de ghid printr-o folie de mică 0,1 mm și fixată cu șuruburi de relon, joacă rolul unui condensator de decuplare pentru SHF. Acordul oscilatorului în banda de 3 cm se realizează cu scurtcircuitul reglabil 5 și șurubul din teflon 11. Oscilatorul este cuplat cu ghidul de undă printr-o fantă 3, avînd diametrul de 6,5 mm. Micșorarea fantei va îmbunătăți stabilitatea de frecvență, dar va diminua puterea de



ieșire și invers. Dioda de mixare se găsește în tronsonul de ghid la o distanță de 3/4 λ de fantă, iar semnalul de înaltă frecvență (10 GHz) este decuplat cu capacitatea ce se obține montînd izolat reperul 2 pe ghidul de undă. Cu ajutorul șuruburilor 1 (M3) se poate face adaptarea sistemului radiant utilizat atît pentru recepție, cît și pentru emisie.

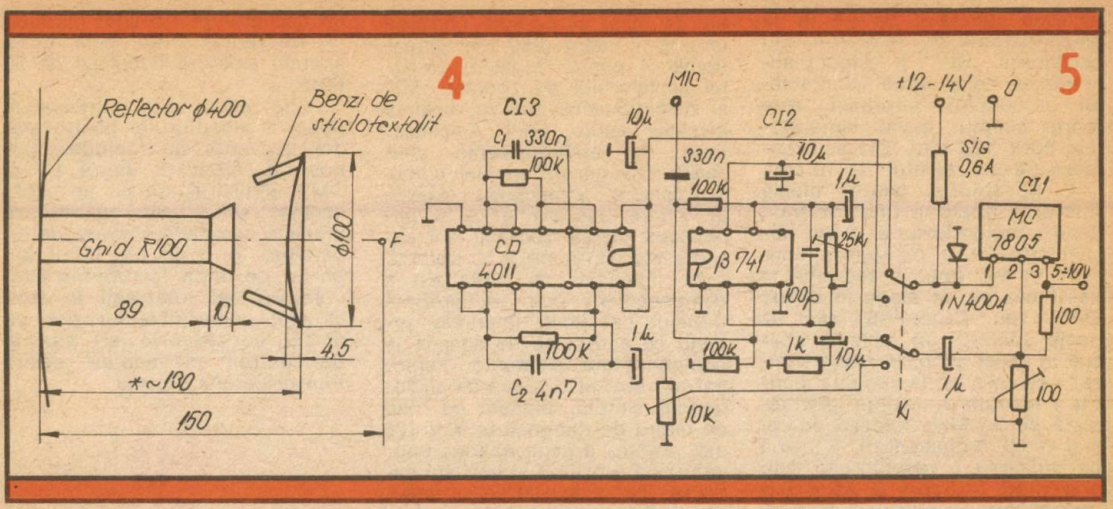


y	20	40	60	80	100	120	140	160	180	200
x	0,7	2,7	6,0	10,7	17,0	24,0	32,7	42,7	54,0	66,7

La execuția părților mecanice se va acorda o atenție deosebită prelucrării interioare a ghidului de undă, care trebuie să aibă rugozitate foarte mică (lustruită) și la execuția elementelor de fixare a semiconductoarelor. Alezajele din pereții opuși să fie coaxiale, altfel apare pericolul deteriorării celor două diode de montaj. Scurtcircuitul de reglaj să alunece ușor, dar fără joc în interiorul ghidului, și să realizeze contact pe întregul contur. Elementele componente vor fi argintate galvanic înainte de montaj pe o grosime de 3—5 μm. La fixarea plăcuțelor 2 și 4 se va avea în vedere ca șuruburile M3 din relon să nu ajungă în interiorul ghidului de undă.

Elementele active ce pot fi utilizate pentru oscilator și mixer:
— diode GUNN CXY13(30 mW); DGB6844A(15 mW) etc.;
— diode mixer D405, 1N23C, D, E etc.

2. Construcția sistemului radiant prezintă mai multe variante. Se poate folosi antena HORN descrisă în [5] sau antena parabolă, utilizată de autor și care va fi descrisă în continuare. Antena parabolă folosită prezintă un cîștig teoretic de 28 dB



în banda de 3 cm și se poate construi relativ ușor.

Cunoscînd ecuația parabolei

$$y^2 = 4 \cdot f \cdot x,$$

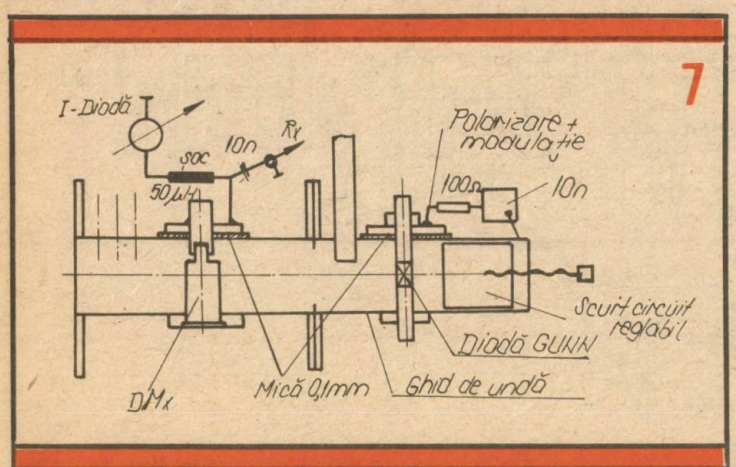
unde x și y sînt cele două coordonate rectangulare, iar f distanța focală, se pot calcula elementele necesare construcției reflectorului, avînd un diametru exterior D = 400 mm și f = 150 mm. Datele calculate se găsesc în figura 3.

Pentru construcția reflectorului sînt necesare: plasă de sîrmă pe cît posibil zincată cu mărimea ochiurilor de circa 1 mm (maximum 0,1λ), benzi de tablă zincată 0,5 x 10 x 250 mm. Utilizînd datele din figura 3, se va confecționa un șablon din tablă de aluminiu cu grosimea de 2—3 mm, cu ajutorul căruia, pe o placă de lemn cu dimensiunile de cca 60 x 60 cm, vom confecționa din ipsos modelul reflectorului. Suprafața modelului trebuie să fie netedă, fără știrbituri sau alte denivelări. După uscarea completă (cca 2 zile) se poate trece la confecționarea reflectorului propriu-zis. Circumferința modelului se împarte în 8 părți egale, după care se unesc aceste puncte cu centrul modelului, obținîndu-se 8 segmenți identici. Din plasa de sîrmă se vor tăia 8 segmenți cu dimensiuni mai mari decît segmenții rezultați pe model, în așa fel încît să existe o suprapunere de cca 10 mm între segmenți. Segmenții astfel obținuți se vor curba ușor încît așezați pe model să se culce perfect pe suprafața acestuia. Urmează faza de lipire a segmenților pe zonele suprapuse, utilizînd cositor și un ciocan de lipit de cca 500 g. Pentru a mări rigiditatea, pe zonele suprapuse vom cositori benzi de tablă de 0,5 x 10 mm, iar în jurul reflectorului se va cositori o rondelă din alamă cu grosimea de 2,5 mm, avînd decuparea și găurile necesare pentru fixarea flanșei ghidului de undă.

Evident, există metode mai „moderne" pentru confecționarea unui reflector parabolic, dar aceste metode (ambutisare, tragere pe calapod) nu stau la dispoziția amatorilor.

Ca sursă primară de radiație pentru reflector se pot utiliza, de asemenea, mai multe construcții [5]. În această variantă s-a folosit o sursă primară tip Cassegrain, ale cărei dimensiuni principale sînt date în figura 4. Pentru a găsi punctul optim de radiație, subreflectorul se montează pe ghidul de undă prin intermediul unor izolatoare (benzi de sticlotextolit fără cupru) cu posibilitatea de reglare a poziției față de reflectorul principal (cota x).

3. Alimentarea aparatului se realizează de la o sursă de 12—14 Vcc și are un consum total de cca 400 mA. Schema de principiu pentru stabilizator este prezentată în figura 5. Tensiunea continuă de polarizare pentru dioda GUNN se obține prin CI1 avînd valoarea, reglabilă prin trimerul de 100 Ω, între 5 și 10 V (a nu se depăși tensiunea maximă admisibilă pentru diodă). Modulația de frecvență a purtătoarei se obține prin suprapunerea peste tensiunea de polarizare a semnalului de audiofrecvență dat de CI2, dacă se lucrează în fonie, sau de la oscilatorul multivibrator utilizat la reglaje. Multivibratorul construit cu CI3 este folosit la „căutarea" partenerului, reglarea direcției antenelor etc. Se obține un semnal cu frecvența de cca 1 kHz, modulată cu 10—20 Hz, în funcție de valoarea capacităților C1 și C2, K se-



lectează semnalul de AF de la amplificatorul de microfon sau oscilatorul „BIP" și asigură alimentarea celor două CI. Cablajul circuitului imprimat este foarte simplu, avînd dimensiunile 50 x 120 mm. CI1 se montează pe un radiator de 10 cm².

4. Receptorul pentru media frecvență poate fi unul obișnuit pentru radiodifuziune, avînd posibilitatea de a recepționa emisiuni în FM (media frecvență în acest caz se va alege în banda OIRT sau CCIR-FM), sau se poate construi un receptor special în acest scop. Personal utilizez cea de-a doua variantă, pentru a menține frecvența intermediară de 30 MHz folosită de cei mai mulți radioamatori. Schema de principiu a receptorului este prezentată în figura 6. Asigură o sensibilitate de cca 0,5 μV la 20 dBS/N cu posibilitate de acord între 29,5—30,5 MHz. Semnalul de la dioda de mixare, prin L1 și circuitul L2C1, ajunge la T1, care are o amplificare de cca 10—15 dB cu un zgomot propriu foarte mic. CI1 funcționează ca oscilator local și mixer echilibrat. Acordul se realizează cu diodele varicap DV1 și DV2. Rezultă a doua medie frecvență de 10,7 MHz. T2 lucrează între două filtre de bandă cuplate inductiv, asigurîndu-se astfel o selectivitate de cca 25—40 kHz la 6 dB, suficientă pentru scopul propus (QRM-ul nu este prea mare în banda de 3 cm, deocamdată HI). CI2 prelucrează semnalul de 10,7 MHz (amplificare, limitare, detecție de fază) și permite cuplarea unui S — metru (250 μA), potențiometrul pentru reglarea pragului limitatorului de zgomot „SQ" și potențiometrul pentru reglarea nivelului audio „AF". Amplificatorul de audiofrecvență utilizează CI3 într-un montaj clasic. T3 asigură alimentarea etajelor de intrare, oscilator mixer și amplificator medie frecvență cu tensiune stabilizată de 9 V. Datorită unor dificultăți de procurare a componentelor nu se prezintă desenul cablajului imprimat, urmînd ca acesta să fie adaptat la componentele existente. Personal am utilizat o placă de sticlotextolit simplu, placată cu folie de cupru de dimensiuni 50 x 120 mm. Pentru a evita apariția unor vîrfuri de tensiune și oscilații parazite, dioda GUNN se va decupla suplimentar cu elementele RC din figura 7.

Reglarea transceiverului se execută în următoarele faze:

— se controlează funcționarea oscilatorului de microunde măsurînd curentul pe dioda de mixare (1—2 mA);

— se reglează frecvența, modificînd poziția scurtcircuitului și șurubului 5 din teflon, măsurînd frecvența cu un frecvențmetru cu absorbție [5] sau acumulînd semnalul într-un transceiver deja acordat în bandă;

— se reglează poziția subreflectorului, pentru a avea un maxim al semnalului emis;

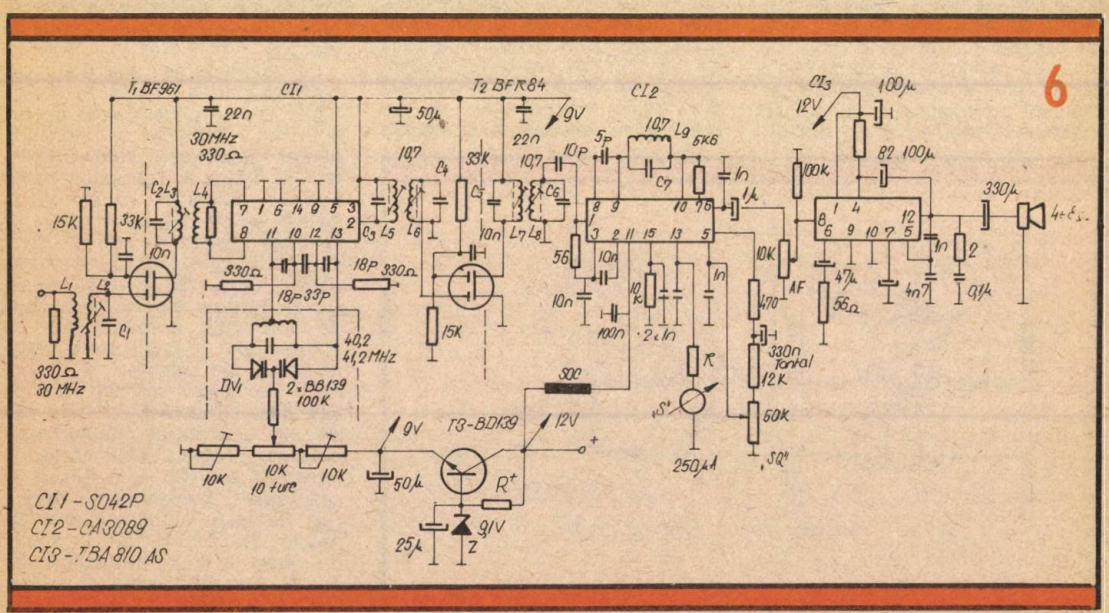
— pentru reglajele la recepție este necesar un semnal emis de un oscilator pe 10 GHz modulat în frecvență, între cele două aparate existînd decalajul de 30 MHz;

— se efectuează punerea la punct a receptorului pentru media frecvență cu metodele cunoscute, legătura dintre L1 și DMIX realizîndu-se cu un cablu ecranat scurt. Se optimizează recepția semnalelor emise de un partener în 3 cm cu filtrul din ghidul de undă (șuruburile M3).

Pentru cei interesați în construcția transceiverului pot da detalii constructive și „semnal de control" în vederea reglării transceiverului propriu.

BIBLIOGRAFIE:

1. **Roman Baican** — Oscilatoare și amplificatoare de microunde cu dispozitive semiconductoare, Ed. Academiei, Buc., 1979
2. **Josef Reithofer** — DLGMH — Sende — Empfänger für das 10 GHz Band, UKW Berichte 2/1979
3. —"— Parabolspiegel für Mikrowellen im Eigenbau, UKW Berichte 2/1980
4. **Tudor Niculescu** — Antene de microunde, Ed. Militară, Buc., 1984
5. **RSGB** VHF—UHF Manual



RECEPTOR US

Radioreceptorul prezentat are ca elemente principale 3 circuite integrate specializate și lucrează în banda de 7 MHz (fig. 1).

Primul circuit CA3028A are rol de amplificator de intrare și modulator echilibrat. Circuitul de cuplaj este construit pe un tor de ferită. În secundar conține 14 spire, iar în primar 2 spire, ambele înfășurări cu sîrmă din CuEm 0,5. Ținînd cont că banda de acoperire este îngustă, circuitul de intrare se acordă pe frecvența de 7 100 kHz. Semnalul de la oscilatorul local se aplică la pinul 2 al circuitului CA3028A.

Circuitul IF de la ieșirea modulatorului conține un filtru piezoceramic, respectiv un cuarț de 3 kHz. Bobina L_1 este construită pe un tor unde sînt bobinate 2x8 spire din CuEm 0,4.

Acordul pe frecvența medie (care este în jur de 3 kHz, dictată de cuarț) se face din semivariabilul de 600 pF.

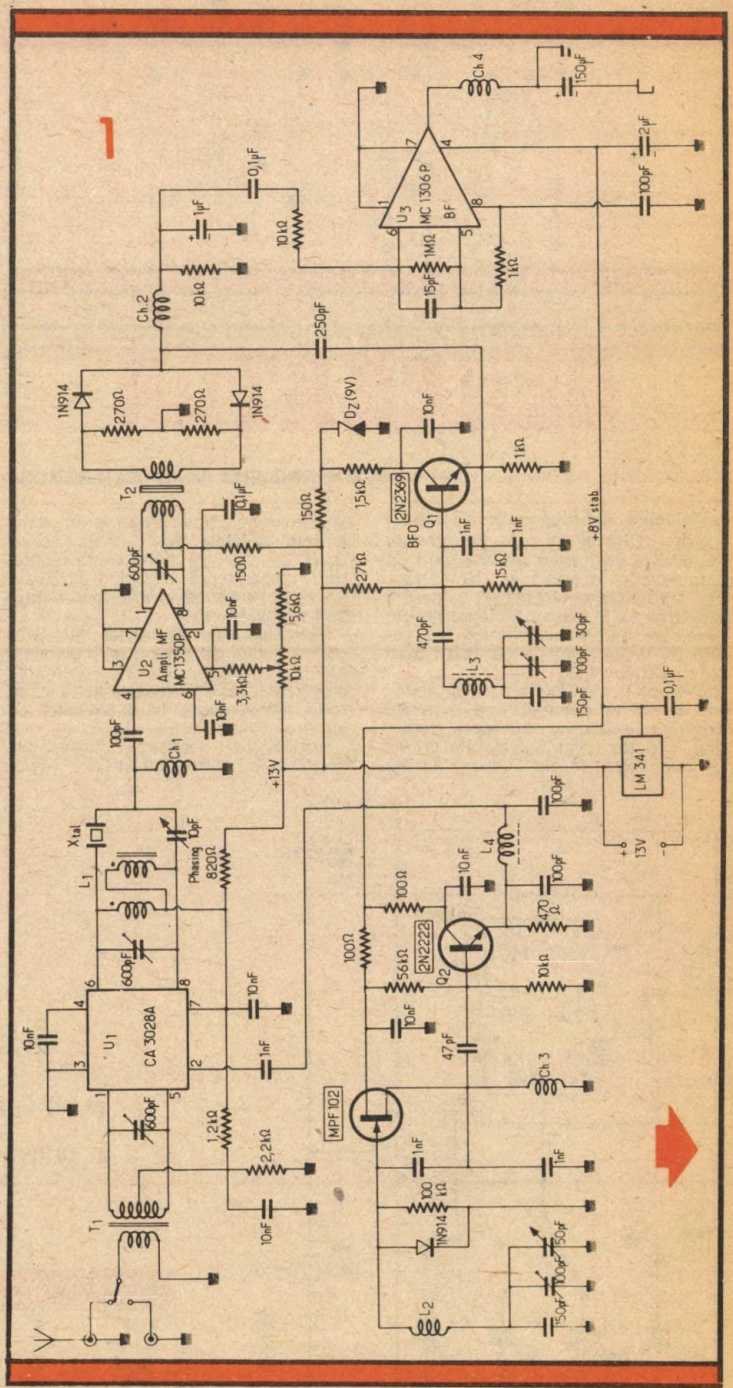
Amplificatorul de frecvență intermediară conține un circuit MC1350P și asigură un cîștig de cel puțin 40 dB. Acest circuit este prevăzut cu un sistem de reglaj manual al amplificării (pin 5), unde tensiunea aplicată variază între 5 și 13 V. Transformatorul T_2 (tot de bandă largă) adaptează circuitul de detecție la ieșirea circuitului. Acest transformator conține în primar 12 spire cu priză mediană, iar în secundar 3 spire. Șocurile de radiofrecvență Ch1 și Ch2 au valoarea de 1 mH.

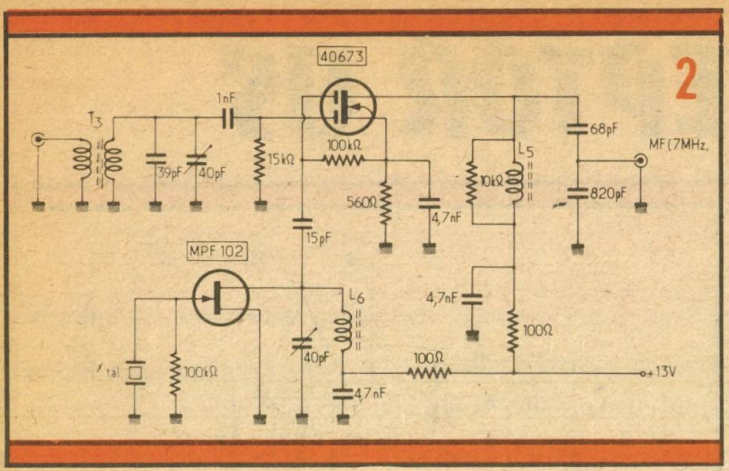
Amplificatorul audio este un MC1306P, care debitează în jur de 500 mW pe o sarcină de 8 Ω.

Oscilatorul VFO acoperă gama 4—4,350 MHz și este de tip Clapp.

Bobina L_2 este pe un tor de ferită și are 42 de spire din CuEm 0,5. Tranzistorul folosit este de tip MPF102. După oscilator urmează un etaj separator cu tranzistorul 2N2222. La ieșirea separatorului apare un filtru creat cu bobina L_4. Aceasta are 18 spire CuEm 0,5 pe tor de ferită.

Etajul BFO cu tranzistorul 2N2369 generează un semnal vecin cu frecvența filtrului de cuarț. Bobina L_3 are 55 spire CuEm 0,4, bobinate pe un tor de ferită, acordul în bandă asigurîndu-se din condensatoare.





2

Recepția benzii de 14 MHz se obține cu ajutorul convertorului din figura 2, ce are un etaj oscilator (pilotat cu cuarț) tip overtone, cu ieșirea pe 21,300 kHz. Acest semnal se aplică pe o poartă a tranzistorului 40673. Transformatorul T_3 este confecționat pe un tor de ferită și are în secundar 21 de spire CuEm 0,4, iar în primar 2 spire. Bobina L_6 (tot pe tor de ferită) are 24 de spire CuEm 0,4. Bobina L_5 are 12 spire CuEm 0,4 bobinate pe tor.

După W1CER

GENERATOR

Fiz. ALEXANDRU MĂRCULESCU

Calitățile deosebite ale circuitului integrat CA3130 în ceea ce privește impedanța de intrare (acesta fiind un amplificator operațional cu intrare pe tranzistoare MOS-FET) permit utilizarea sa în diverse scheme de generatoare de tip multivibrator, cu celule de temporizare având valori mari ale raportului R/C.

Exemplul din figura 1 reprezintă un astfel de generator de semnale dreptunghiulare cu frecvența reglabilă în patru game selectabile printr-un comutator. În plus, separarea (cu ajutorul unor diode în serie cu rezistențele variabile de 1 MΩ) a celor două căi de recepție permite ajustarea independentă a lărgimii impulsului (P_1) și a pauzei dintre două impulsuri succesive (P_2).

Montajul este alimentat de la o sursă unică de tensiune (maximum 15 V), foarte bine filtrată și preferabil stabilizată, polarizarea mediană a intrării neinversoare fiind realizată cu ajutorul divizorului R_1—R_2.

Perioadele, respectiv frecvențele impulsurilor corespunzătoare celor patru poziții ale comutatorului K sînt indicate în tabel. Domeniile sînt orientative, depinzînd de precizia componentelor C_1—C_4, P_1, P_2, R_4 și R_5.

În figura 2 este indicată dispunerea terminalelor pentru circuitul CA3130 în capsulă circulară cu 8 pini. Deși circuitul este protejat la intrare prin construcție, este obligatorie respectarea precauțiilor obișnuite de manipulare a dispozitivelor în tehnologie MOS-FET, dintre care reamintim:

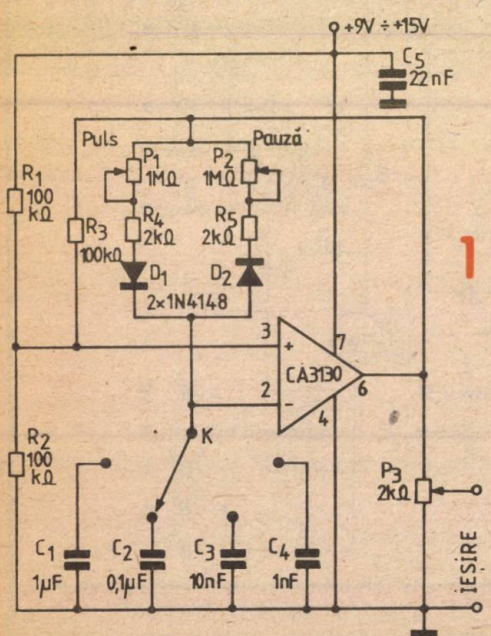
— păstrarea circuitului cu terminalele înfipte în buretul metalizat (așa cum se livrează) pînă la utilizare;

— împămîntarea ciocanului de lipit și a celorlalte scule în timpul lucrului;

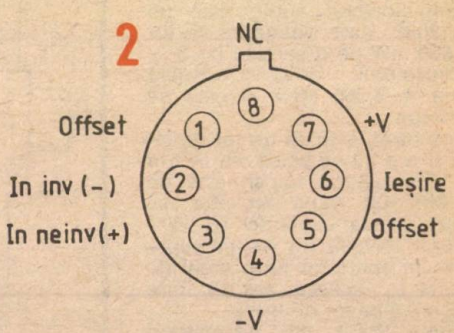
— scurtcircuitarea la masă a terminalelor de intrare (2 și 3 cu 4) înainte de efectuarea conexiunilor în montaj;

— în cazul utilizării soclurilor, introducerea și scoaterea integratului din montaj numai cu alimentarea deconectată;

— aplicarea unor semnale pe terminalele de intrare numai cu alimentarea conectată.



1



2

Poziția lui K	Perioada	Frecvența
1 μF	1 s — 4 ms	1 Hz — 250 Hz
0,1 μF	100 ms — 0,4 ms	10 Hz — 2 500 Hz
10 nF	10 ms — 40 μs	100 Hz — 25 kHz
1 nF	1 ms — 4 μs	1 kHz — 250 kHz

Rx-FM

Ing. I. MIHĂESCU

Un receptor simplu pentru emisiuni FM ale radiodifuziunii, cît și ale radioamatorilor este dat în schema alăturată.

Circuitul de intrare are un amplificator cu baza la masă, al cărui circuit oscilant are bandă largă de trecere (L_1C_1).

Tranzistorul T_2 formează ca oscilator un mixer cu variația frecvenței asigurată de o diodă varicap (D) printr-un potențiometru de 10 kΩ. Frecvența de bătăi se situează în jur de 200 kHz față de frecvența de recepție.

De la ieșirea lui T_2, semnalul este aplicat amplificatorului de frecvență intermediară, format din 3 tranzistoare 2N3390. Aceste 3 tranzistoare au rol și de limitatoare de amplitudine. Semnalul este apoi diferențiat de C_6 și detectat cu ajutorul diodelor D_1 și D_2, care permit numai trecerea impulsurilor pozitive. Funcție de numărul impulsurilor este și valoarea curentului de colector al tranzistorului 2N706.

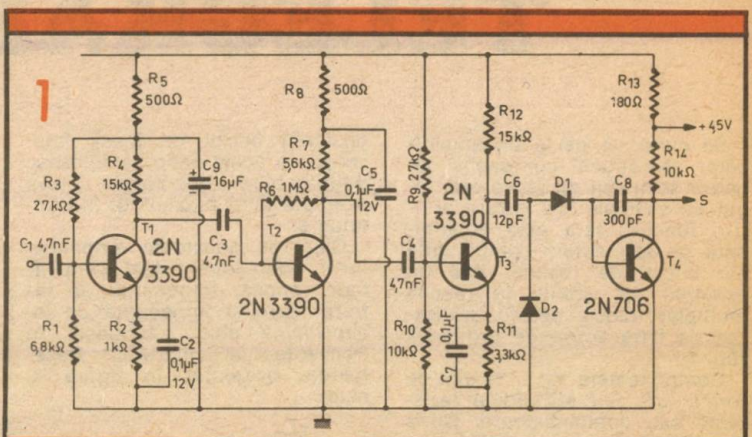
Bobinele L_1 și L_3 se construiesc pe carcase de la intrarea blocurilor UUS din radioreceptoare.

Astfel, pentru recepția benzii de 2 m, L_1 are 3 spire, iar L_3 are 5 spire, ambele din CuEm 0,4. La recepția benzii de UUS, fiecare bobină va primi cîte 2 spire.

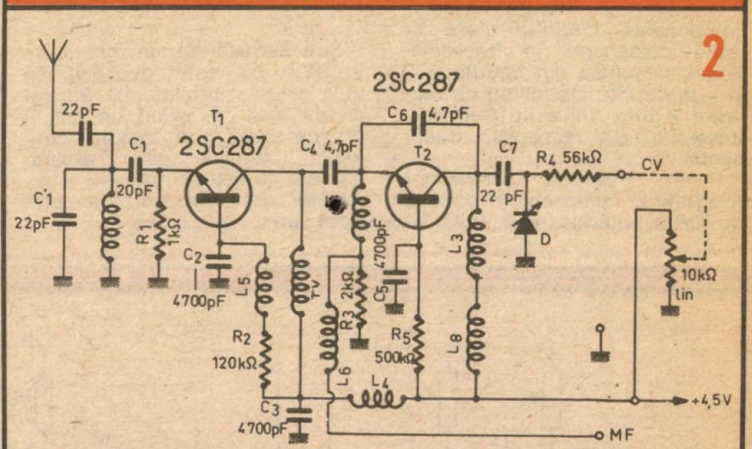
Șocurile RF se construiesc sau se utilizează cele de tehnizare în etajul final video. În schemă acestea sînt notate cu L_2, L_4, L_5, L_7 și L_8. Dioda varicap este BB139, iar diodele D_1 și D_2 sînt 1N914.

Alimentarea se face cu 4,5 V.

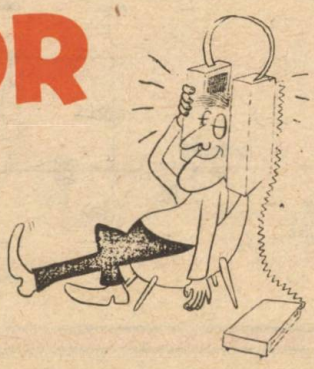
1

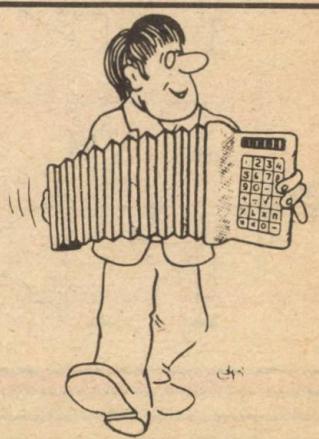


2



UMOR





FILTRE ACTIVE pentru TELEGRAFIE

Ing. VASILE CIOBĂNIȚĂ,
YO3APG

Se cunoaște că la un amplificator operațional cu reacție negativă semnalul de ieșire este legat de semnalul de intrare printr-o funcție, care este determinată de elementele componente ale buclei de reacție. Iată un exemplu de circuit cu reacție multiplă, folosit pentru realizarea de filtre active de ordinul 2 (fig. 1).

Componentele $Y_1 = Y_5$ sînt de forma 1/R sau sC, adică rezistențe sau condensatoare. Cu s se notează $j\omega$.

Funcție de natura acestor componente, circuitul oferă diferite răspunsuri în frecvență. Astfel, circuitele din figurile 2, 3 și 4 reprezintă modalități de realizare a unor filtre tip trece-jos, trece-sus și, respectiv, trece-bandă.

Pentru recepția semnalelor telegrafice, îndeosebi în condiții de QRM puternic, este utilă îngustarea benzii de joasă frecvență. În acest scop se folosesc diferite filtre trece-bandă, cîteva exemple fiind prezentate în continuare.

Dacă se consideră amplificatorul operațional ideal (amplificare infinită, impedanță de intrare mare și impedanță de ieșire mică etc.), răspunsul în frecvență al filtrului trece-bandă, prezentat în figura 4, este:

$$\frac{U_2}{U_1} = H(s) = \frac{-s \cdot Y_1 \cdot C_3}{s^2 C_3 C_4 + s \cdot Y_5 (C_3 + C_4) + (Y_1 + Y_2) Y_5} \quad (1)$$

Sub această formă, funcția de transfer nu este deosebit de utilă pentru proiectare. Se remarcă însă că, avînd un nul în origine și doi poli complex conjugați, funcția este asemănătoare cu cea de transfer a circuitelor oscilante, adică se prezintă sub forma generală:

$$H(s) = \frac{K \cdot s}{s^2 + b_1 s + b_0}$$

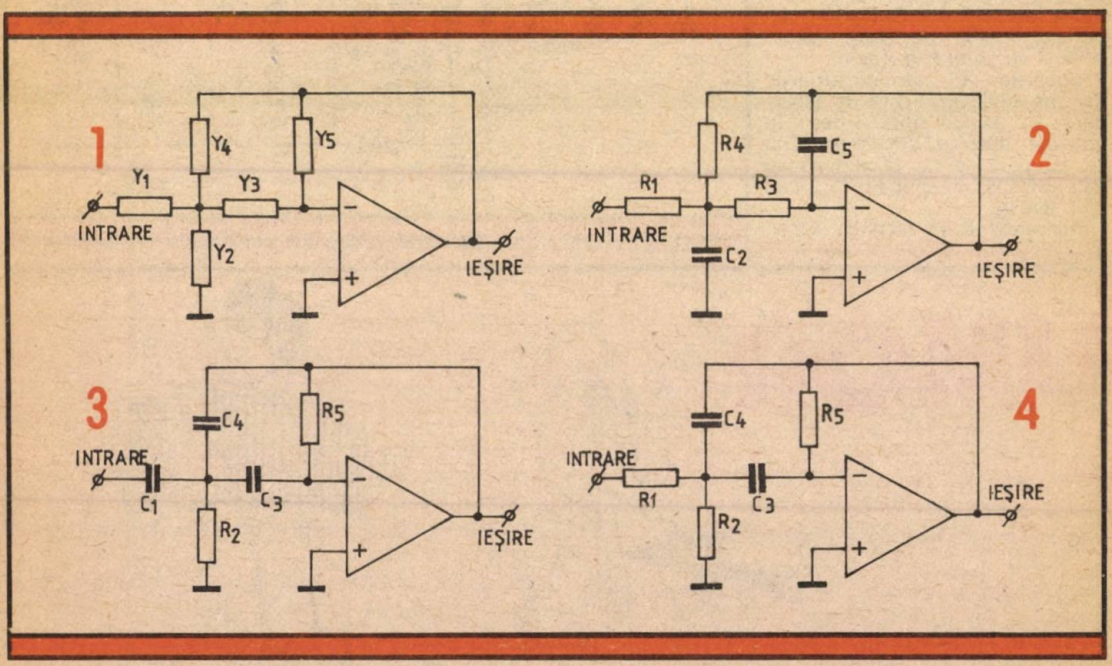
Ca și la circuitele oscilante, se definește: o frecvență de rezonanță (f_0), un factor de calitate (Q) și un factor de transfer la frecvența de rezonanță (H_0) cu relațiile:

$$\omega_0 = 2\pi f_0 = \sqrt{b_0} \text{ și } Q = \frac{\omega_0}{b_1} = \frac{f_0}{B_3 dB} \text{ și } H_0 = \frac{k \cdot Q}{\omega_0}$$

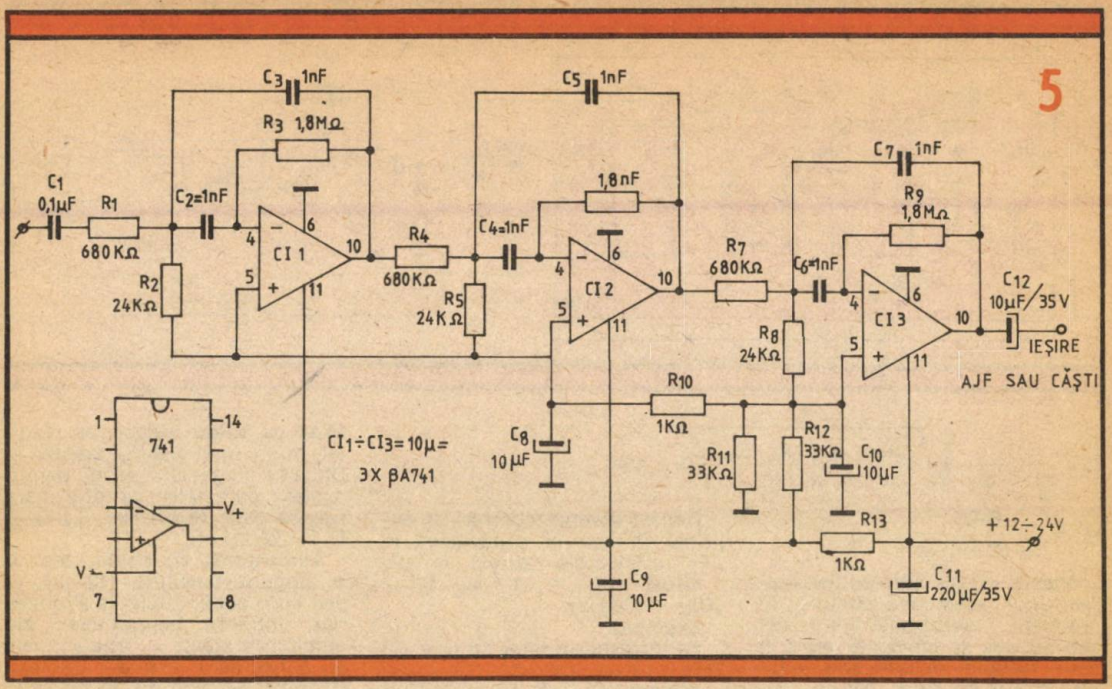
Cu aceste notații, funcția de transfer generală a unui filtru trece-bandă de ordinul doi devine:

$$H(s) = \frac{\frac{H_0 \frac{\omega_0}{Q} \cdot s}{s^2 + \frac{\omega_0}{Q} s + \omega_0^2}} \quad (2)$$

După simplificare, în relația



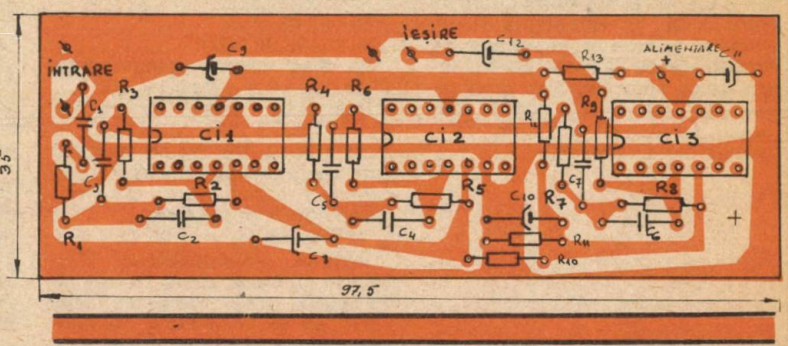
5



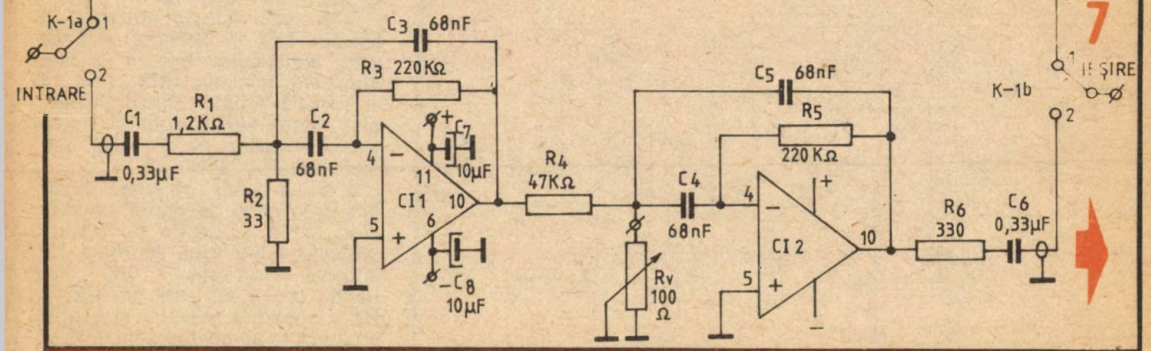
6

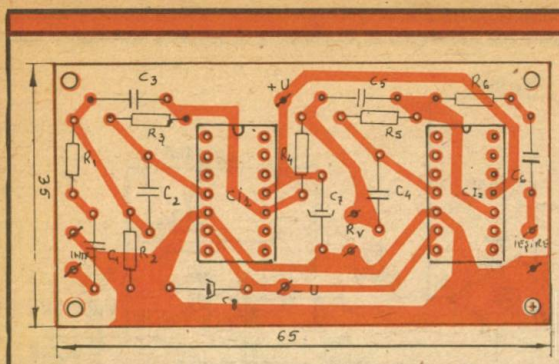
(1) cu $C_3 \cdot C_4$ şi identificare cu funcţia de circuit generală data de relaţia (2), se obţine:

$$\omega_1 = \sqrt{\frac{(Y_1 + Y_2)\,Y_5}{C_3 \cdot C_4}} = \sqrt{\frac{R_1 + R_2}{R_1 \cdot R_2 \cdot R_5 \cdot C_3 \cdot C_4}} \text{ (rad/s)}$$

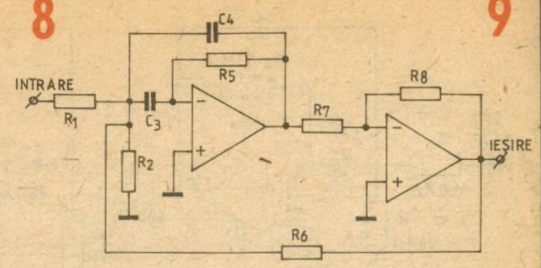


7





8



9

$$Q = \frac{1}{C_3 + C_4} \sqrt{\frac{(R_1 + R_2) \cdot R_5 \cdot C_3 \cdot C_4}{R_1 \cdot R_2}} \quad (3)$$

$$H_0 = \frac{R_5 C_3}{R_1 (C_3 + C_4)}$$

Aceste relaţii servesc la analiza unor asemenea circuite. În practica radioamatorilor, cel mai adesea se întîlneşte cazul în care trebuie determinate valorile componentelor pasive, cunoscînd: Q, f_o şi H_o.

De asemenea, în mod obişnuit $C_3 = C_4$, iar Q are valori cuprinse între 1 şi 10. Rezistenţa R_1 se alege şi funcţie de impedanţa de intrare ce se doreşte pentru filtru. Dacă se notează cu C valoarea comună aleasă pentru cele două condensatoare, din relaţiile de mai sus rezultă:

$$R_1 = \frac{Q}{H_o \cdot \omega_o \cdot C}$$

$$R_2 = \frac{Q}{(2Q^2 - H_o)\ \omega_o \cdot C} \quad (4)$$

$$R_5 = \frac{2Q}{\omega_o \cdot C}$$

Dacă frecvenţa centrală se exprimă în kHz şi capacitatea în μF, rezistenţele rezultă în kΩ.

Uzual, $H_o = 1$, iar $f_o = 700—1\,100$ Hz

Exemplu:

Se doreşte un filtru cu $f_o = 0{,}8$ kHz.

Alegem: $Q = 5$; $H_o = 1$; $C = 10$ nF $= 0{,}01$ μF.

Rezultă:

$R_1 = 99{,}47$ kΩ

$R_2 = 2{,}03$ kΩ şi

$R_5 = 198{,}94$ kΩ.

Se aleg valorile standardizate: 100 kΩ; 2 kΩ şi, respectiv, 200 kΩ.

Îngustarea benzii de trecere se realizează prin conectarea în serie a două, trei celule identice. Este cazul filtrului din figura 5 la care s-a pornit de la următorii parametri de proiectare:

$f_o = 780$ Hz; $H_o = 1{,}25$; $Q = 4{,}5$.

Valorile componentelor utilizate în cele trei celule trebuie să fie egale, chiar dacă se abat puţin de la rezultatele obţinute prin calcul.

Se observă că, folosind capacităţi cu valori reduse, au rezultat valori mari pentru rezistenţe. Dacă se alege: C = 10 nF, pentru aceiaşi parametri de proiectare rezultă: $R_1 = 75$ kΩ; $R_2 = 2{,}2$ kΩ şi $R_5 = 180$ kΩ etc.

Alimentarea se poate face cu o singură tensiune (12—24 V) sau cu o sursă dublă. În al doilea caz, intrările neinversoare ale amplificatoarelor operaţionale se conectează la masă. Cablajul imprimat se prezintă în figura 6. Filtrul se introduce înaintea etajului final din amplificatorul de joasă frecvenţă al receptorului, conexiunile făcîndu-se cu cablu coaxial. Este indicată utilizarea unui ecran metalic şi a unui comutator cu 2 x 2 poziţii, pentru conectarea sau deconectarea filtrului. Banda de trecere măsurată este de cca 40 Hz.

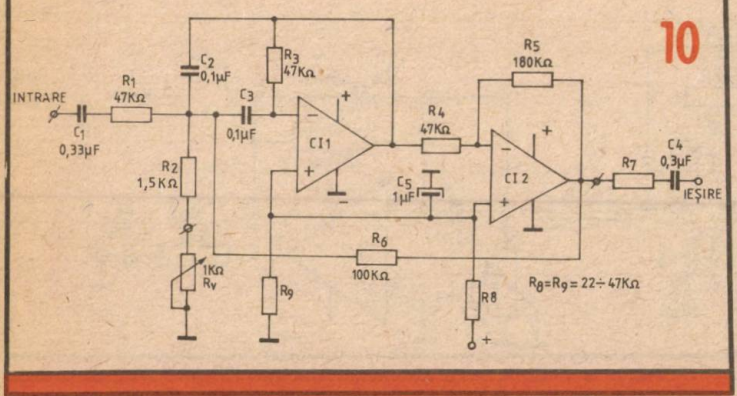
Valorile reduse folosite pentru Q şi H_o determină o stabilitate ridicată, o influenţă mică a variaţiei valorilor componentelor, precum şi o reducere a „efectului de clopot", ce caracterizează recepţionarea cu filtre avînd benzi înguste.

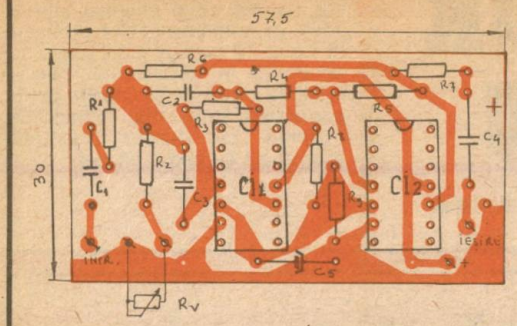
Dezavantajul schemei constă în numărul mare de componente utilizate. Pentru simplificare, uneori se acceptă valori ridicate pentru H_o şi Q.

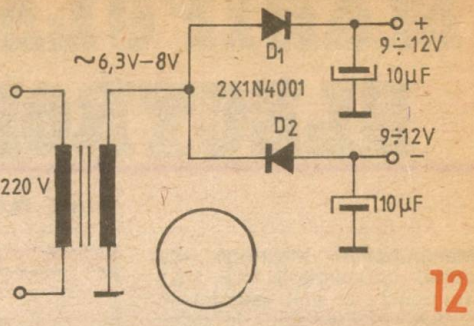
Este cazul filtrului prezentat în figurile 7 şi 8. Schema electrică este cunoscută, întrucît a fost publicată încă din 1974 în nr. 11 al revistei Amator Radio (Norvegia), fiind reluată apoi în Radio Communication (nr. 6/1975), Radiotehnika (4/1979) etc.

A doua celulă îşi poate modifica frecvenţa de acord, modificînd astfel şi banda de trecere globală. Cînd sînt acordate pe aceeaşi frecvenţă, 880 Hz, banda la −6 dB este de cca 50 Hz. Consumul măsurat este egal cu 3 mA la alimentarea cu ± 12 V. Un filtru asemănător a fost descris şi în Tehnium nr. 3/1984.

10







O alta metodă de obținere a filtrelor cu benzi înguste de trecere, dar cu un număr redus de componente, constă în utilizarea reacției pozitive, reacție ce se obține prin folosirea unui amplificator inversor după o celulă obișnuită (fig. 9).

Semnalul de reacție se aduce prin R_6.

Funcția de transfer al unui asemenea circuit este:

$$\frac{U_2}{U_1} = H(s) =$$

$$= \frac{s\,(k/R_1C_4)}{s^2 + (s/R_5C_4)(1 + C_4/C_3 - K \cdot R_5/R_6) + (1/C_3C_4R_5)(1/R_1 + 1/R_2 + 1/R_6}$$

unde K este amplificarea celui de-al doilea etaj, adică:

$$K = \frac{R_8}{R_7}$$

Identificînd cu relația (2), se obține:

$$H_o = \frac{1}{R_1} \cdot \frac{1}{(1/KR_5)\,(1 + C_4/C_3) - 1/R_6}$$

$$\omega_o = \sqrt{\frac{1}{R_5C_3C_4}\left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_6}\right)}$$

$$\text{și } \frac{1}{Q} = \sqrt{\frac{C_3}{C_4R_5\,(1/R_1 + 1/R_2 + 1/R_6)}} \cdot \left(1 + \frac{C_4}{C_3} - \frac{KR_5}{R_6}\right)$$

În practică se cunosc inițial valorile: H_o, f_o, Q și K și se calculează valorile componentelor R, C.

De asemenea, uzual, se alege:

$C_3 = C_4 = C$

$R_1 = R_5 = R_7 = R$

În aceste condiții, din relațiile de mai sus rezultă:

$$R = \frac{Q}{2\pi f_o \cdot C}$$

$$R_6 = R \cdot \frac{K \cdot Q}{2Q - 1}$$

$$R_2 = \frac{R}{Q - 1 - \frac{2}{K} + \frac{1}{K \cdot Q}}$$

$$H_o = \sqrt{Q \cdot K}$$

Trebuie remarcat că, întrucît R_1 și R_6 sînt mult mai mari decît R_2, ultima rezistență se poate folosi pentru reglarea frecvenței de rezonanță. Factorul de calitate, adică banda de trecere, se poate regla independent (fără a afecta f_o) numai prin alegerea lui K.

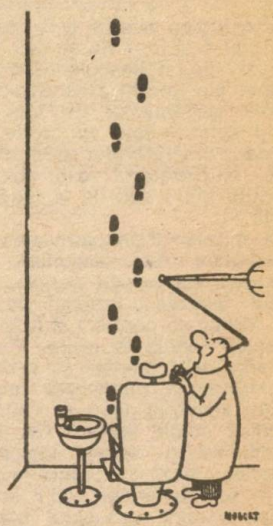
Se obțin ușor valori ale lui Q = 10—50, dacă K = 1—10. Practic am lucrat cu K = 1—5, obținînd benzi de trecere cuprinse între 85 și 15 Hz, la diferite frecvențe de rezonanță. Astfel, dacă R_2 variază între 33 și 93 Ω, f_o se modifică de la 1 450 Hz la 890 Hz.

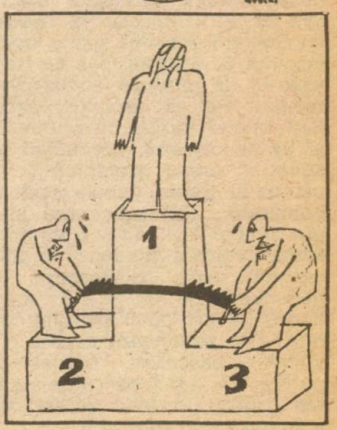
Schema concretă se prezintă în figura 10.

Montajul se alimentează cu o singură tensiune de alimentare, cuprinsă între 12 și 24 V, consumul modificîndu-se corespunzător de la 2 la 4 mA. Dacă K este mai mare decît 1, montajul oferă și o amplificare de tensiune (exemplu: K = 4; H_o = 10 dB). Semnalul la ieșire poate depăși 4 Vef fără a apărea distorsiuni. Se pot folosi modelul de cablaj imprimat prezentat în figura 11 și alimentatorul din figura 12.

Prin cele de mai sus s-a urmărit prezentarea unor montaje utile traficului amatorilor, cît și a relațiilor ce ajută la înțelegerea și aprecierea critică a filtrelor de acest gen ce apar în diverse materiale.

UMOR





MANIPULATOR ELECTRONIC

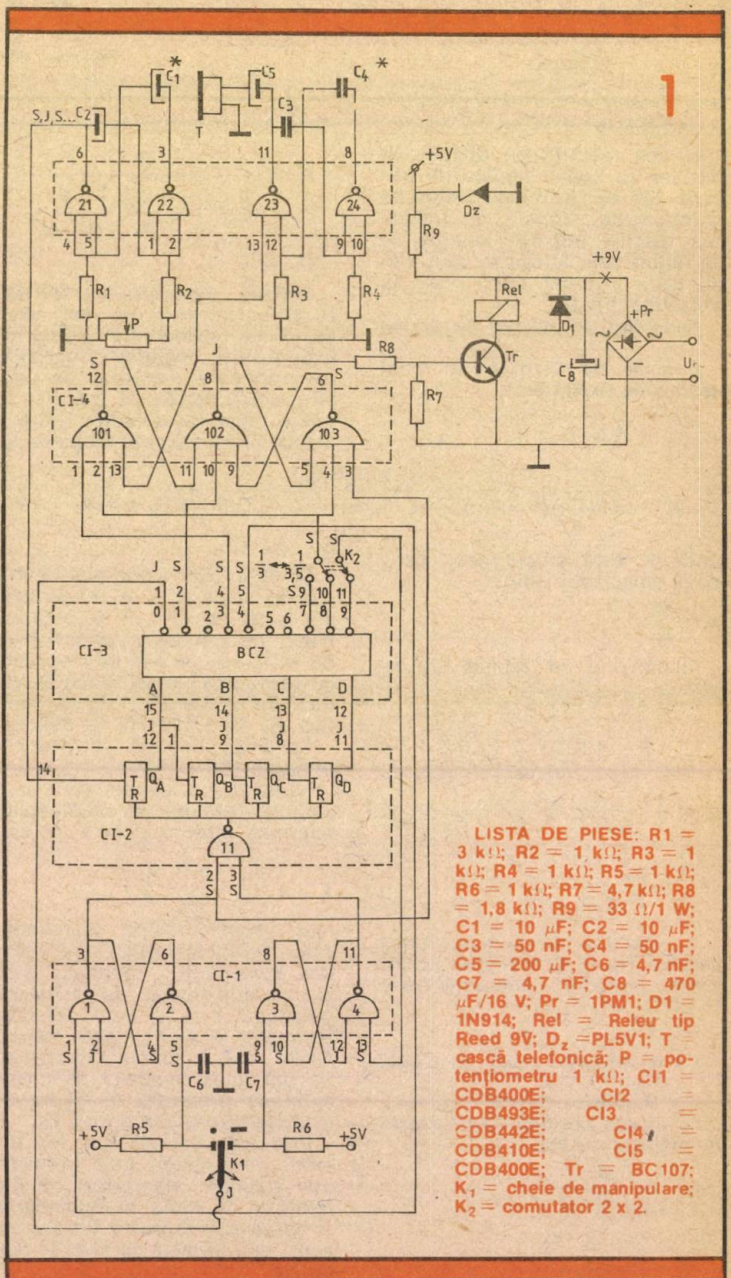
Sing. RADU BADEA

Manipulatorul electronic cu raportul „nestandard" de 1/3,5 între puncte și linii este folosit de mulți radioamatori, în cazul DX-urilor sau QRM-ului, datorită muzicalității deosebite ce facilitează inteligibilitatea. De aceea propun radioamatorilor YO această schemă care are posibilitatea de realizare a unei sinteze puncte-linii în raportul 1/3 și 1/3,5 (comutabil după dorință).

În figura 1, cînd cheia de manipulare K_1 se găsește neacționată, în schemă se stabilesc stările logice notate (j = starea jos, sau 0 și S = starea sus, sau 1). Un circuit basculant astabil, format din porțile 21 și 22, constituie generatorul de tact, al cărui semnal este aplicat la intrarea numărătorului format cu CI2. Numărătorul este blocat datorită stării sus de la intrările porții 11.

În momentul în care lama de manipulare este acționată, de exemplu, pe poziția puncte, circuitul basculant bistabil de tip RS, format cu porțile 1 și 2, își inversează stările la ieșire. Poarta 11 are astfel condiții să permită numărătorului numărarea impulsurilor sosite la pinul 14. CI3 decodifică stările ieșirilor QA...QD, modificîndu-și starea logică a propriilor ieșiri. La primul impuls sosit la numărător, CI3 acționează asupra circuitului basculant de un tip special RS, realizat cu CI4, și îi schimbă starea logică la pinul 8. Aceasta face ca tranzistorul să producă anclanșarea releului Rel și circuitul basculant astabil format cu porțile 23 și 24 să oscileze, producînd un sunet în casca telefonică T. La cel de-al treilea impuls sosit la numărător, CI3 acționează asupra pinului 1 al CI4 și îi schimbă starea logică a pinului 8. În consecință, releul declanșează, iar generatorul de ton iese din funcțiune. La cel de-al patrulea impuls, CI3 acționează asupra circuitului basculant, format cu porțile 1 și 2 și îi basculează starea logică. În felul acesta numărătorul este adus la 0.

Dacă însă lama de manipulare este ținută apăsată în continuare, la cel de-al cincilea impuls sosit la numărător, CI4 primește la pinul 10 nivelul logic jos și își schimbă, în consecință, nivelul logic la pinul 8. Se începe astfel generarea unui nou punct. Se observă că durata punctului este egală cu cea a pauzei.



LISTA DE PIESE: R1 = 3 kΩ; R2 = 1 kΩ; R3 = 1 kΩ; R4 = 1 kΩ; R5 = 1 kΩ; R6 = 1 kΩ; R7 = 4,7 kΩ; R8 = 1,8 kΩ; R9 = 33 Ω/1 W; C1 = 10 μF; C2 = 10 μF; C3 = 50 nF; C4 = 50 nF; C5 = 200 μF; C6 = 4,7 nF; C7 = 4,7 nF; C8 = 470 μF/16 V; Pr = 1PM1; D1 = 1N914; Rel = Releu tip Reed 9V; D_z = PL5V1; T = cască telefonică; P = potențiometru 1 kΩ; CI1 = CDB400E; CI2 = CDB493E; CI3 = CDB442E; CI4 = CDB410E; CI5 = CDB400E; Tr = BC107; K_1 = cheie de manipulare; K_2 = comutator 2 x 2.

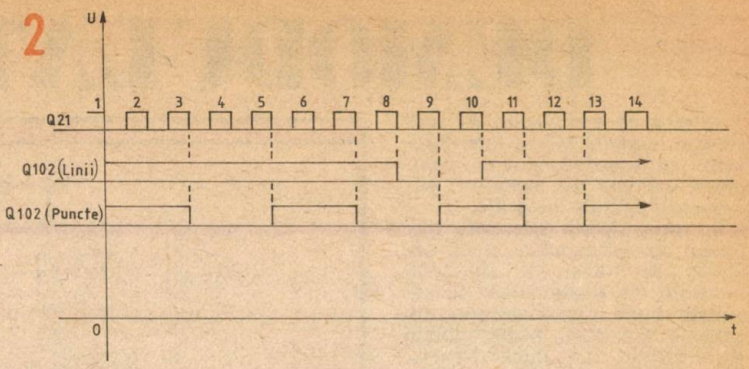
Dacă lama de manipulare este acționată pe linii, se schimbă stările logice la ieșirile bistabilului de tip RS, format cu porțile 3 și 4. În acest fel, la primul impuls sosit la numărător, releul Rel anclanșează, iar generatorul de ton intră în funcțiune. Considerînd comutatorul K_2 pe poziția 1/3,5, la impulsul al optulea, se acționează simultan pe pinii 2 și 4 la porțile 101, respectiv 102, și se basculează poarta 102. Ca rezultat, se declanșează releul și se oprește generatorul de ton. La al treilea impuls, CI4 nu își schimbă starea pinului 8, deoarece poarta 103, avînd starea logică sus pe pinul 3, interzice schimbarea stării logice la ieșirea porții 102. La cel de-al nouălea impuls se basculează porțile 3 și 4, blocînd astfel funcționarea numărătorului. Dacă lama de manipulare este acționată continuu pe poziția linii, la cel de-al zecelea impuls începe generarea unei noi linii. Se observă că durata unei linii este de 3,5 ori durata unei pauze.

În cazul în care lama de manipulare este menținută apăsată un timp mai scurt decît este necesar pentru generarea unui punct sau a unei linii, bistabilele din CI1 memorează orice acționare a lamelei de manipulare și punctul sau linia sînt generate corect.

Pe toată durata cît se generează un punct sau o linie, o acționare a lamei de manipulare nu mai influențează funcționarea schemei, deoarece pinii 5 și 9 ai CI1 sînt forțați în starea jos de către nivelul logic jos al pinului 1 al CI9. Starea jos la acest pin se găsește însă numai după generarea în totalitate a unui semn plus o pauză.

Pentru funcționarea manipulatorului cu un raport puncte/linii standard de 1/3 se comută K_2, schema funcționînd similar.

Starea logică a pinului 8 de la CI4 este arătată în figura 2.



Pentru aprofundarea schemei, propun cititorilor următoarea bibliografie:

G. Mitrofan — Generatoare de impulsuri și de tensiune liniar variabilă

I. Ristea ș.a. — Manualul muncitorului electronist

Gh. Boghițoiu — Construiți calculatoare electronice

Colecțiile revistelor **Tehnium** și **Radio** (U.R.S.S.).

IPRS BĂNEASA

Tranzistoare cu siliciu

Aceste componente provin din producția situată în afara normelor tehnice de ramură și se obțin prin sortare.

Ele sînt destinate seturilor de montaje electronice și în general aplicațiilor pentru uzul amatorilor începători. Componentele electronice de uz didactic pot prezenta defecte de aspect (zgîrieturi, exfolieri, deformări etc.) care nu afectează parametrii electrici.

Se menționează că valorile parametrilor electrici din tabelele alăturate constituie numai niște valori minime garantate. În realitate, ele pot fi mult depășite (de exemplu, în cazul tranzistoarelor, valorile cîștigului de curent h_{FE} pot fi mai mari decît limita, la fel tensiunile de străpungere).

TRANZISTOARE CU SILICIU DE JOASĂ FRECVENȚĂ PENTRU UZ DIDACTIC

Cod		Polaritate	Capsulă: Dispunere conexiuni	VALORI LIMITĂ ABSOLUTE: U_{CBO} (V)	U_{EBO} (V)	I_C mA	P_{tot} W
SNC	1	NPN	TO — 92 (EBC)	20	4,5	100	0,25
SPC	1	PNP	TO — 92 (EBC)	20	4,5	100	0,25
SNC	2	NPN	TO — 18 (EBC)	20	4,5	100	0,25
SPC	2	PNP	TO — 18 (EBC)	20	4,5	100	0,25
SND	1	NPN	TO — 126 (BCE)	25	4,5	1000	8[2])
SPD	1	PNP	TO — 126 (BCE)	25	4,5	1000	8[2])
SPD	2	PNP	TO — 39 (BCE)	25	4,5	500	0,50
SND	2	NPN	TO — 39 (EBC)	25	4,5	500	0,50
SN	40	NPN	TO — 220 (EBC)	20	5	3000	35[2])
SN	100	NPN	TO — 3	20	5	5000	80[2])

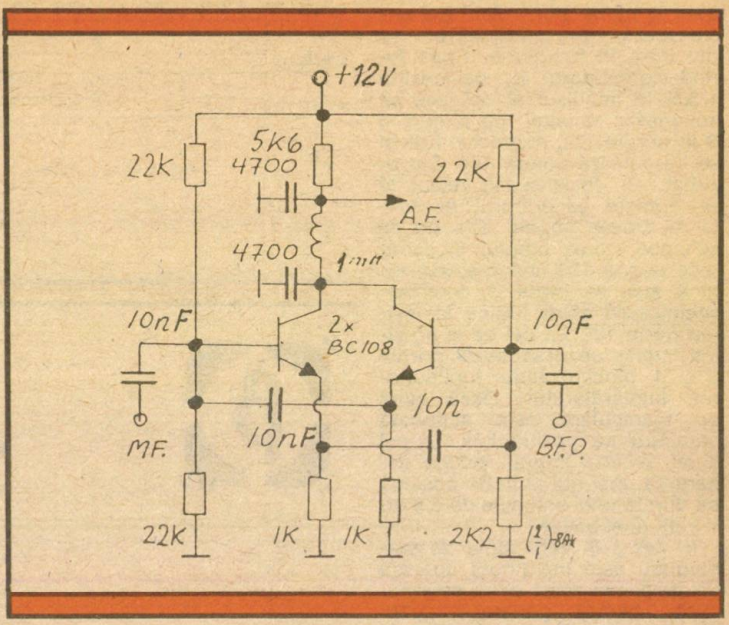
DEMODULATOR

Extragerea semnalului AF din semnal modulat MF se face frecvent cu demodulatoare complexe, formate din elemente discrete sau circuite integrate.

În receptoarele destinate traficului de radioamator, unde calităţile de transmisie sînt mai modeste, se poate folosi cu rezultate bune demodulatorul din schema alăturată. Acest montaj este format din două tranzistoare BC108, care sînt conectate pe o sarcină comună.

Unul din tranzistoare primeşte semnal modulat în frecvenţă, iar celălalt tranzistor semnalul de la un oscilator local. Cînd frecvenţa oscilatorului local este egală cu frecvenţa purtătoarei, pe sarcina montajului se obţine chiar semnalul de audiofrecvenţă.

După cum se observă, sînt folosite numai componente care nu implică reglaje sau corecţii, aşa că acest montaj este foarte indicat şi constructorilor începători în aparatele experimentale.



IPRS BĂNEASA

Diode stabilizatoare de 1 W

CARACTERISTICI ELECTRICE / ELECTRICAL CHARACTERISTICS

Type	V_Z nom. (V)	V_Z min. (V)	V_Z max. (V)	I_{ZT} (mA)	r_{ZT} max. (Ω)	I_{ZK} (mA)	r_{ZK} max. (Ω)	I_R max. (μA)	V_R (V)	I_{ZM} (mA)	I_{ZSM} (mA)	α_{VZ} (10^{-4}/°C)
1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13
1N3016B	6,8	6,4	7,2	37	3,5	1	700	150	5	140	740	2÷ 6
1N3017B	7,5	7	7,9	34	4	0,5	700	100	6	130	680	3÷ 7
1N3018B	8,2	7,7	8,7	31	4,5	0,5	700	50	6,5	110	600	3,5÷7,5
1N3019B	9,1	8,5	9,6	28	5	0,5	700	25	7	100	540	4÷ 8
1N3020B	10	9,4	10,6	25	7	0,25	700	25	7,5	94	480	4÷ 8
1N3021B	11	10,4	11,6	23	8	0,25	700	5	8,5	86	420	4÷ 9
1N3022B	12	11,4	12,7	21	9	0,25	700	5	9	79	400	4÷ 9
1N3023B	13	12,4	14,1	19	10	0,25	700	5	10	71	370	4÷ 9
1N3024B	15	13,8	15,6	17	14	0,25	700	5	11	64	320	5÷ 9